radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Ein Transistorsuper mit Kurzwellenbereich für Auto, Reise und Heim

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
AUGUST 1964 **16**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 482

Dipl.-Ing. G. Steinke
Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie Teil 1 483

H. Mönnicke und W. Seckendorf
Transistorisierte Zeilen- und Bildfangautomatiken 486

Dipl.-Ing. A. Möschwitzer
GaAs-Halbleiterlaser 488

A. Tewes
Injektionslaser 490

Klaus K. Streng
Gleichrichter ohne Ladekondensator 491

Dr. K. Stecker
Thermoelektrische Kühlung Teil 2 und Schluß 494

K. Sturm
Röhreninformationen 3 Industriethyratrons 495

Labor- und Berechnungsunterlagen Lineare Drehwiderstände Zulässige Belastungen (1) 497

Die Entfernungsmeßeinrichtung „Distameter" 501

Ing. B. Engel und Ing. H. Engel
Ein Transistorsuper mit Kurzwellenbereich für Auto, Reise und Heim 502

Ing. Joachim Herrfurth
Die Messung des Temperaturkoeffizienten der Kapazität 507

Aus der Reparaturpraxis 511

Fachbücher 512

OBSAH

Oznámení a zprávy 482

Dipl.-Ing. G. Steinke
Novinky rozhlasové stereofonie, díl prvý 483

H. Mönnicke a W. Seckendorf
Samočinné řízení řádkového a snímkového kmitočtu pomocí tranzistorů 486

Dipl.-Ing. A. Möschwitzer
Polovodičový GaAs – laser 488

A. Tewes
Laser pracující s injekcí 490

Klaus K. Streng
Usměrňovač bez sběracího kondenzátoru 491

Dr. K. Stecker
Termoelektrické chlazení, díl druhý a závěr 494

K. Sturm
Informace o elektronkách (3) Průmyslové thyratrony 495

Laboratorní a výpočtové podklady Lineární proměnné odpory Dovolená zatížení (1) 497

Dálkoměr „Distameter" 501

Ing. B. Engel a Ing. H. Engel
Tranzistorový superhet do auta, na cestu i do bytu 502

Ing. Joachim Herrfurth
Měření teplotního součinitele kapacity 507

Z opravářské praxe 511

Odborné knihy 512

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 482

Диплом-инж. Г. Штейнке
Новые развития в области радио-стереофонии ч. 1-я 483

Х. Менинке и В. Зеккендорф
Автоматические устройства для фиксирования изображения и строк на транзисторах 486

Диплом-инж. А. Мешвитцер
ГаАз полупроводниковые лазеры 488

А. Тевес
Инжекционные лазеры 490

Клаус К. Штренг
Выпрямитель без накопительного конденсатора 491

Д-р К. Штеккер
Термоэлектрическое охлаждение ч. 2-я и окончание 494

К. Штурм
Информация об электровакуумных приборах 3 Промышленные тиратроны 495

Лабораторные и расчетные данные Линейные кольцевые реостаты Допустимые нагрузки 497

Устройство для измерения расстояний «Дистаметер» 501

Инж. Б. Энгель и инж. Х. Энгель
Супергетеродинный приемник на транзисторах 502

Инж. И. Херрфурт
Измерение температурного коэффициента емкости 507

Из работы ремонтных мастерских 511

Новые книги 512

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik.

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,—DM

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 482

Dipl.-Ing. G. Steinke
New Developments of H. F. Stereophony (Part 1) 483

H. Mönnicke and W. Seckendorf
Transistorized Line and Picture Automatic Control 486

Dipl.-Ing. A. Möschwitzer
GaAs Semiconductor Laser 488

A. Tewes
Injection Laser 490

Klaus K. Streng
Rectifier without Charging Condenser 491

Dr. K. Stecker
Thermoelectric Cooling (Part 2 and Conclusion) 494

K. Sturm
Tube Informations 3 Industrial Thyratrons 495

Laboratory and Calculation Data Linear Potentiometers Permissible Loads (1) 497

"Distameter" Range Finder 501

Ing. B. Engel and Ing. H. Engel
Transistorized Superhet Receiver for Car, Travel and Home 502

Ing. Joachim Herrfurth
The Measurement of the Temperature Coefficient of Capacity 507

Repair Practice 511

Technical Books 512

Titelbild:

Regieraum für Monofonie und Stereofonie im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide (Saal 4) in neuer Tonstudiotechnik (siehe hierzu S. 483-485)

UNSERE LESER SCHREIBEN

In der Zeitschrift radio und fernsehen 13 (1964) H. 12 veröffentlichten Sie auf Seite 353 die Leserzuschrift G. S. aus Olbersdorf bei Zittau. Da wir der Hersteller der Sprechkapseln HS 59 sind, übersenden wir Ihnen anbei das Kennblatt in der Fassung vom 29. 1. 1959. Die Kapsel ist als Sprechkapsel in Funksprechgeräten und hochwertigen Fernsprechern vorgesehen.
Wir hoffen, Ihnen damit gedient zu haben und übersenden Ihnen das Kennblatt in zweifacher Ausfertigung, damit Sie ein Exemplar an den Anfragenden weiterleiten können.

VEB Gerätewerk Leipzig
gez. Malik — *gez. Zenker*
Entwicklungsleiter — *Entwicklungsplaner*

Wir danken dem VEB Gerätewerk Leipzig für seine beispielhaft schnelle Antwort auf unsere Leseranfrage. Das Kennblatt ist Herrn G. S. bereits zugeschickt worden. Gleichzeitig möchten wir den vielen anderen Lesern danken, die uns ebenfalls Informationen über die Sprechkapsel HS 59 zusandten.

*

In radio und fernsehen 13 (1964) H. 8 veröffentlichten Sie auf der Seite 225 eine Leserzuschrift von F. A. St., Weimar. Darin wird gefordert, daß ähnlich wie für den Handel mit Kurzwaren eine Erhöhung der Handelsspannen für den Handel mit Bastler-Kleinmaterial (Bauelemente der Nachrichtentechnik) erfolgen müßte. Dazu teilen wir Ihnen folgendes mit:
Im Zusammenhang mit der gegenwärtig im Rahmen der Industriepreisreform erfolgenden Ermittlung der Selbstkosten und Festlegung neuer Industriepreise ist auch eine Korrektur bestimmter Handelsspannen vorgesehen. Es wird Ihnen verständlich sein, daß zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nichts Konkretes über die vorzunehmenden Veränderungen der Handelsspannensätze gesagt werden kann, da diese Veränderungen im engen Zusammenhang mit den noch nicht feststehenden Kosten der Produktion der Erzeugnisse zu sehen sind und außerdem ähnlich wie in der Industrie auch im Handel Kostenuntersuchungen erforderlich sind.
Grundsätzlich kann aber gesagt werden, daß die Handelsspannen möglichst kostendeckend sein müssen und daß eine richtige Differenzierung der Sätze für Kleinmaterial und Großgeräte andererseits angestrebt wird.

Ministerium für Handel und Versorgung
Bereich Preise
Sektor Preisbildung / Sonstige Industriewaren
(gez.) Ender, Sektorenleiter

*

Neulich kam mir im Institut eine Arbeit in die Hand, nach deren Lesen ich ein wenig traurig gestimmt war. Es handelt sich um „Jahreshauptarbeit an der Fachschule für Bibliothekare an wissenschaftlichen Bibliotheken" von N. N. Diese wurde mit dem Titel „Ultrakurzwellen-, Kurzwellen- und Fernsehantennen (Sende- und Empfangsantennen) – eine Auswahlbibliografie" von der TU Dresden (Bibliothek 1 WA) ausgeliehen.
Ja, und hier kann man unter 14.) und Nr. ZB 24 556 lesen: „Lirpa, I. Die Leuchtstoffröhre als UKW- und Fernsehantenne, in radio und fernsehen, Berlin 10 (1961) 7, S. 202, 1 Abb. Problem ist hier Ionisierung der Antenne. Weiterhin werden die praktischen Ausführungen, Empfangs- und Meßergebnisse sowie Anpassungsfragen behandelt."
Sind Sie nun auch traurig? Schaut denn kein Fachmann diese Arbeiten durch? Oder möchte die TU Dresden damit ihre Leser testen? Dieser schöne Aprilscherz hat nun schon einen mehrjährigen Bart ... Ich wurde durch Ihre Zeitschrift Nr. 6 dieses Jahres übrigens wieder daran erinnert ...

I. G., Berlin-Friedrichshagen

Ihre Mitteilung war für uns recht interessant. Sicherlich hat auch Prof. Lirpa geschmunzelt. Um es auch den betreffenden Studenten bzw. Mitarbeitern an der Fachschule für Bibliothekare klar zu machen (die TU Dresden dürfte im vorliegenden Fall keine große Schuld tragen), veröffentlichen wir Ihren Brief gekürzt auf der Leserbriefseite.
... Was hiermit geschah. Um es nochmals in aller Klarheit bekanntzugeben:
Die Leuchtstoffröhrenantenne von Prof. Lirpa war ein Aprilscherz und entbehrt jeder physikalischen Realität.

*

Meine Frage ist wohl ein wenig dumm: Sind Rundfunkwellen eigentlich schädlich für Menschen und Material?

O. L., Neubrandenburg

Diese Frage wurde schon in den Anfängen des Rundfunks gestellt. Eine naturwissenschaftliche Zeitschrift befaßte sich damals ernsthaft mit der Hypothese, daß die „kolossalen Leistungen der Funkentelegrafenstation (!)" möglicherweise einen Brand des Schiffes durch Funkenbildung, z. B. an der Ankerkette, verursachen können. Ähnliche Theorien tauchten seinerzeit auch auf bei dem furchtbaren Brandunglück des deutschen Zeppelins vor 25 Jahren in Lakehurst bei New York. Sie wurden von den Experten jedoch entschieden verworfen. Für Menschen sind allenfalls Radarstrahlen schädlich, aber auch nur in unmittelbarer Nähe der Antenne. Vielleicht, daß der LASER eines Tages ... aber das ist, allen anderslautenden Gerüchten entgegen, noch Zukunftsmusik. Wenn man sich nicht gerade unmittelbar vor einen LASER stellt ...

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Halbleiterbestückter Samplingvorsatz für Oszillografen
- Kofferempfänger „Stern 3" als Verkehrsfunkempfänger für 74 MHz
- Dimensionierung der Horizontalendstufe im Fernsehempfänger
- Halbleitergleichrichter — Wirkungsweise und Schaltung
- Übertragung des Azimutes der Rundsichtradarantennen über Funkverbindungen



▼ Der in dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt in der Entwicklung befindliche **tragbare Transistorfernsehempfänger** [r a d i o u n d f e r n s e h e n 13 (1964) H. 12 S. 355] wird abweichend von den bekannten Schaltungen mit Sperrschwinger im Horizontalkipp einen Sinusgenerator mit Nachsteuerstufe besitzen. Die Nachsteuerstufe wird durch einen als veränderlichen Widerstand geschalteten Transistor realisiert. Exemplarstreuungen und Temperatur beeinflussen diese Schaltung wesentlich weniger, als dies vom stabilisierten Sperrschwinger bekannt ist.

▼ Am 14. 7. 1964 wurde in Stadtilm, Bezirk Erfurt ein **neuer Fernseh-Kanalumsetzer** in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 9, Polarisation der Sendeantenne: horizontal.

▼ Am 13. 7. 1964 wurde in Schleusinger-Neundorf, Bezirk Suhl eine **neue Fernseh-Umlenkanlage** in Betrieb genommen. Sendefrequenz: Kanal 5, Polarisation der Sendeantenne: vertikal.

▼ Die **Pilotfertigung moderner Halbleiterkühlelemente,** wird, wie die VVB Bauelemente und Vakuumtechnik mitteilt, noch in diesem Jahr im II. Physikalischen Institut der Martin-Luther-Universität Halle aufgenommen werden.

▼ Mit einem **„Laser-Radar" an Bord von Flugzeugen** lassen sich Luft-Turbulenzen, die auch für den zivilen Luftverkehr oft sehr unangenehme Auswirkungen haben können, entdecken. Die herkömmlichen Radar-Bordgeräte erlaubten die Feststellung dieser Turbulenzen nicht.

▼ Die **Produktion von Fernsehgeräten in Ägypten** hat nach einer Meldung aus Kairo 100 000 Apparate im Jahr erreicht. Zur Zeit wird untersucht, ob sich Einrichtungen für Farbfernsehen lohnen würden. Ferner wird das Projekt der Herstellung von Tonbandgeräten und Tonbändern sowie von Lautsprechern und Geräten der Funktechnk geprüft.

▼ Der **Export japanischer Digitalrechner** soll in etwa zwei Jahren aufgenommen werden.

▼ Für den Bedarf des Rundfunks, des postalischen Fernmeldedienstes, der Presseagentur und des Außenministeriums von **Guinea** wird das tschechoslowakische Außenhandelsunternehmen KOVO Kurzwellensender Tesla KUV 18/30 und Mittelwellensender SRV 30 einschließlich der Klimaanlage, Antennensysteme und kompletten Stromversorgung liefern. Der Bau des Gebäudes der neuen Sendeanlage in Kipé wurde bereits aufgenommen.

▼ Im Laufe dieses Jahres wird das Außenhandelsunternehmen KOVO der **algerischen Presseagentur (Algérie Presse Service)** zwei Sender für Telegrafie und Telefonie liefern. Fachleute des tschechoslowakischen Unternehmens Tesla haben bereits auf Grund einer eingehenden Untersuchung der Rundfunksituation in Algerien ein Projekt der optimalen Antennensysteme ausgearbeitet.

Technisches Büro der Elektroindustrie der DDR in Sofia

Am 10. Juli 1964 wurde in Sofia das Technische Büro der Elektroindustrie der DDR eröffnet, das zunächst die Industriezweige Rundfunk und Fernsehen sowie Elektrogeräte vertritt. Es untersteht den beiden VVB in Zusammenarbeit mit den Außenhandelsorganen beider Länder. Durch direkten Kontakt mit den ausländischen Kunden, der besonders wichtig auf dem Gebiet der Konsumgüter ist, haben die Mitarbeiter des Technischen Büros in Sofia spezielle Aufgaben auf dem Gebiet der Marktforschung und bei der Einrichtung von Servicewerkstätten. Eine ständige Ausstellung von Rundfunk-, Fernseh- und elektrischen Haushaltsgeräten ist an zwei Nachmittagen jeder Woche geöffnet. Den Besuchern werden die Geräte vorgeführt und Hinweise für Bedienung und Einsatzmöglichkeiten gegeben. Großes Interesse fanden bisher u. a. Hochleistungsfernsehantennen, die Fernsehgeräte „Sybille" aus Staßfurt und der Transistor-Kleinstempfänger „Mikki".

Neue Leistungsmeßmethode im Mikrowellengebiet

Eine neue Methode der Leistungsmessung im Mikrowellengebiet ist in der UdSSR von G. B. Bogdanow ausgearbeitet worden.
Die den Absolutwert messende Methode, die für Frequenzen von mehr als 8 GHz geeignet ist, beruht auf der zweckmäßigen Verbindung der vorteilhaften Eigenschaften moderner Ferritthermistoren und Thermoelementen.
Das Meßelement wird durch eine Ferritkugel gebildet, auf deren Oberfläche ein Thermoelement punktgeschweißt ist. Dieses Thermoelement ist in normaler Weise an ein Gleichstrom-Meßinstrument angeschlossen. Die Ferritkugel befindet sich am abgeschlossenen Ende eines Hohlleiters. Sie wird gleichzeitig durch ein zum hochfrequenten Magnetfeld senkrechtes magnetisches Gleichfeld magnetisiert. Dadurch sind die Bedingungen der ferromagnetischen Resonanz in der Ferritkugel erfüllt. Das Ganze ist so bemessen, daß die Ferritkugel bei Resonanz praktisch die gesamte zugeführte HF-Energie, die sich in Wärme umsetzt, absorbieren kann. Die vom Thermoelement gelieferte Thermo-EMK wird mit dem angeführten Meßinstrument gemessen.
Der Absolutwert der gemessenen HF-Leistung kann mit Hilfe einer Gleichstromquelle, welche die Ferritkugel auf dieselbe Temperatur wie bei der Messung der HF-Leistung erwärmt, geeicht werden. Für die Ferritkugel erwiesen sich spezielle ytteriumhaltige Ferrite am geeignetsten, wenn auch für die Praxis geläufige magnetisch weiche Ferrite ausreichen.

Mesa-Transistoren aus der ČSSR

Im tschechoslowakischen Institut VUST „A. S. Popow" in Prag wurden pnp-Germanium-Mesa-Transistoren mit folgenden Durchschnittsdaten entwickelt:

$h_{21e} = 40$ (f = 1 kHz)
$|\beta| = 12$ dB (f = 100 MHz)
$f_1 = 330$ MHz
alle Daten bei $-U_{CE} = 10$ V und $I_E = 10$ mA gemessen;

$C_{cb} = 1{,}4$ pF ($-U_{CE} = 10$ V, $I_E = 0$)
F = 3,5 dB (f = 100 MHz) oder
F = 4,5 dB (f = 200 MHz)
F bei $-U_{CE} = 10$ V, $I_E = 2$ mA, $R_g = 75$ bzw. 50 Ω gemessen;

$-U_{CB\,max} = 30$ V
$I_{E\,max} = 100$ mA
$T_{j\,max} = 100$ °C

Die parasitären Gehäusekapazitäten:

$C_{CB} = 0{,}6$ pF, $C_{EB} = 0{,}3$ pF und $C_{CE} = 0{,}6$ pF.

Die Verlustleistung beträgt 300 mW, falls die Gehäusetemperatur auf Zimmertemperatur gehalten wird, beträgt P_C 750 mW. Die Transistoren haben ähnliche Daten wie die Texas Instr. Transistoren 2 N 1141···2 N 1143 oder die Siemens-Transistoren AFY 10 und AFY 11.
Die o. a. tschechoslowakischen Transistoren sind vor allem für die Bestückung volltransistorisierter TV-Empfänger gedacht.
Außerdem werden im o. a. Institut npn-Silizium-Mesa-Transistoren mit

$f_\alpha > 5$ MHz, $P_{C\,max} = 50$ W

entwickelt.

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. Juni 1964

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	251 782	114 355
Schwerin (Meckl.) . . .	181 460	82 914
Neubrandenburg . . .	184 135	80 151
Potsdam	371 926	183 211
Frankfurt (Oder) . . .	208 222	97 834
Cottbus	257 213	115 848
Magdeburg	430 920	227 788
Halle (Saale)	644 536	311 139
Erfurt	394 341	191 973
Gera	241 069	111 196
Suhl	163 738	77 364
Dresden	675 798	253 716
Leipzig	563 224	220 896
Karl-Marx-Stadt . . .	760 789	324 699
Berlin	432 691	178 562
	5 761 844 (— 10 825)	2 571 646 (+ 62 096)

Im Institut für Starkstromtechnik VUSE wurden npn-Silizium-Mesa-Transistoren mit hohen Verlustleistungen (Typ 10 B 1010 R – ein Dreielektroden- und 10 C 10150 R – ein Vierelektrodentransistor, $f_\beta > 150$ kHz, $P_{C\,max} = 100$ W) entwickelt.

Neue tschechoslowakische Elkos

Im tschechoslowakischen Betrieb Tesla Lanskroun wird an der Erweiterung des Temperaturbereiches von Elektrolytkondensatoren mit Al-Anode und flüssigem Elektrolyt gearbeitet. Hauptsächlich wird der Einfluß der Zusammensetzung des Elektrolyten und der Herstellungstechnologie der dielektrischen Oxidschicht verfolgt. Es gelang bereits, Kondensatoren für Betriebsspannungen von 25···100 V für einen Temperaturbereich −55···+100 °C zu fertigen.

Das Mathematische Institut der Technischen Hochschule „Otto von Guericke" Magdeburg veranstaltet in der Zeit vom 23. bis 25. September 1964 das

5. Kolloquium über elektronische Rechenmaschinen und ihren Einsatz

Mit dieser Tagung wird die im Jahre 1959 gegründete Veranstaltungsreihe über „Elektronische Rechengräte und ihren Einsatz" fortgeführt. Dieses Kolloquium soll zu einem Kennenlernen des Standes von Theorie und Praxis auf dem Gebiet der programmgesteuerten Rechenautomaten Gelegenheit geben. Durch Beteiligung von Vertretern der Wirtschaft, Wissenschaft und Industrie wird die Möglichkeit zu einem allseitigen Erfahrungsaustausch und zur Verwertung neuer Erkenntnisse in Lehre, Forschung und Praxis geboten.
Das Programm umfaßt Hauptvorträge vor dem gesamten Teilnehmerkreis und Arbeitssitzungen der Sektionen Digitaltechnik, Analogtechnik, Maschinelle Verfahren, Einsatz von Rechenautomaten. Vortragende aus folgenden Ländern werden erwartet: UdSSR, VR Polen, ČSSR, VR Ungarn, VR Rumänien, VR Bulgarien, Dänemark, Österreich, Deutsche Bundesrepublik und Deutsche Demokratische Republik.

Siliziumtransistoren in Fernsehempfängern?

Nach einer Mitteilung des technischen Vertriebsmanagers der Philco Corp. (USA) wird die vollständige Transistorisierung von Heim-Fernsehempfängern noch durch die gegenüber Röhren höheren Transistorpreise behindert. Er meinte, daß sowohl mit Silizium- als auch mit Germanium-Transistoren Fernsehempfänger hergestellt werden könnten, deren Qualität der von Röhrenempfängern vergleichbar sei, daß aber letzten Endes Siliziumtransistoren billiger sein würden, und schätzt den Transistorbedarf auf dem Fernsehempfängersektor auf 120–150 Millionen Stück pro Jahr, wahrscheinlich alle auf Siliziumbasis hergestellt.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. AUGUSTHEFT **16** 1964

Neuentwicklungen für die Rundfunkstereofonie Teil 1

Dipl.-Ing. G. STEINKE

Mitteilung aus dem Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt Berlin

Einleitung

Im Interesse einer wirkungsvollen Qualitätsverbesserung beim UKW-Rundfunk werden im Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamt der Deutschen Post bereits seit längerer Zeit die Probleme der Stereorundfunkübertragung untersucht.

Es wird dabei gleichzeitig der gesamte Nieder- und Hochfrequenzübertragungsweg behandelt, da es sich gezeigt hatte, daß die Einrichtungen der Stereoaufnahme- und -sendetechnik nicht getrennt entwickelt und beurteilt werden können.

Für die Arbeiten auf dem NF-Gebiet wurden Stereoversuchsanlagen entwickelt und gebaut, um damit sowohl Verfahrensuntersuchungen durchführen als auch Geräteentwicklungen einleiten zu können. Mit diesen Anlagen wurden Experimentalaufnahmen im Funkhaus Berlin-Oberschöneweide hergestellt, die dann über die für verschiedene Verfahren ausgelegten HF-Einrichtungen ausgestrahlt wurden.

Zur Beurteilung der erreichten Ergebnisse mußten auch die notwendigen Empfangs- und Decodierungseinrichtungen speziell entwickelt werden. Im nachfolgenden Beitrag wird eine kurze Übersicht über die geleisteten Arbeiten und verfügbaren Geräte vermittelt.

Einige Ergebnisse der NF-Verfahrensuntersuchungen

Anhand zahlreicher Experimentalaufnahmen mit Sinfonie-, Unterhaltungs- und Tanzorchestern sowie Combos und bei Versuchen im Hörspielstudio wurden verschiedene Mikrofontechniken unter Verwendung von Mono-, A/B-, X/Y- und M/S-Mikrofonen untersucht, um Anhaltspunkte für einen zu empfehlenden späteren Betriebsablauf wie auch für die notwendigen Geräte- und Anlagentechnik zu gewinnen.

Daß die Zweikanalstereofonie ein Kompromiß ist und ihre Grenzen hat, zeigte sich besonders bei den Aufnahmen mit großen sinfonischen Klangkörpern. Hier ist es sehr schwierig, außer der guten stereofonen Auflösung auch einen angemessenen, Konzertsaalatmosphäre vermittelnden Raumanteil zu übertragen. Gerade diese Komponente erscheint aber vielen Musikfreunden wichtig bzw. mindestens ebenso wichtig wie der stereofone Eindruck, der für den Konzertbesucher in den meisten Sälen, schon auf Grund der Platzabhängigkeit, zurücktritt.

Im RFZ wurde daher von L. Keibs [1] [2] ein ambiofones Übertragungsverfahren entwickelt. Dabei wird eine zusätzliche Rauminformation von einem weiteren Mikrofon bzw. mehreren Mikrofonen im hinteren Teil des Aufnahmesaales einer verzögerten, monofonen oder stereofonen Primärinformation überlagert und gemeinsam, zweikanalig, gespeichert bzw. übertragen.

Durch dieses Verfahren gelingt es dann bei der Wiedergabe über zwei Stereolautsprecher, zusätzlich zur stereofonen Auflösung einen Raumeindruck zu vermitteln, der subjektiv eine Einbeziehung des Hörers in die akustische Atmosphäre des Ursprungsraumes (Aufnahmeraumes) in einem gewünschten Abstand zum Schallereignis bewirkt, verbunden mit Vorstellungen über die Art und Größe des Saales.

An der Vervollkommnung des Verfahrens wird weiter gearbeitet; Rundfunk und Schallplatte sehen aber bereits jetzt in der Kombination des stereofonen und des ambiofonen Verfahrens einen Weg, im Wohnraum des Hörers die bestmögliche Reproduktion des jeweiligen Schallereignisses zu erreichen. Durch die Einbeziehung des Hörers in die akustische Atmosphäre des Ursprungsraumes, zusätzlich zur stereofonen Auflösung, kann es außerdem möglich sein, die Schwierigkeiten der Erreichung der Kompatibilität zu verringern, da die Anordnung der Aufnahmemikrofone zugunsten der Kompatibilität gewählt werden kann (im günstigsten Fall könnte also der Aufstellungsort des Stereomikrofones gleich dem eines Monomikrofones für jeweils optimale Verhältnisse sein). Der Raumeindruck wird jedoch durch eine zusätzliche Rauminformation vermittelt.

Entwicklungen für die NF-Studiotechnik

Zweikanalmikrofon M 101 und Zubehör

Bild 1 zeigt die äußere Form des neuentwickelten Kondensatormikrofons, das vor allem für die Stereoaufnahmetechnik bestimmt ist, jedoch auch bei Veranstaltungen, die in einkanaliger Technik (Übertragung und Beschallung, Rundfunk und Fernsehen usw.) durchgeführt werden, eingesetzt werden kann (im letzteren Fall stellt das zweite Mikrofon einen Reserveweg dar).

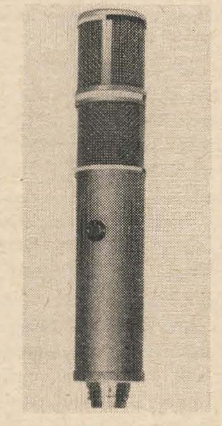




Bild 1: Zweikanalmikrofon M 101

Das Zweikanalmikrofon ist bei Verwendung im Stereobetrieb für Aufnahmen in Intensitätsstereofonie bestimmt und enthält außer zwei gleichen, dicht übereinander angeordneten Mikrofonkapseln einen Zweikanalmikrofonverstärker. Die obere Kapsel ist um 180° gegen die untere verdrehbar. Eine Skala erlaubt definierte Einstellung. Bei 90°-Verdrehung (für M/S-Technik) ist eine Rastung vorhanden. Durch entsprechende Einfärbung der Kapselkörbe ist die gewählte Einstellung auch aus größerer Entfernung gut sichtbar. Die Hauptempfangseinrichtungen der Schallempfänger stehen senkrecht zur Rotationsachse des Mikrofons. Der untere Schallempfänger ist dabei dem M- bzw. X-Signal, der obere dem S- bzw. Y-Signal zugeordnet.

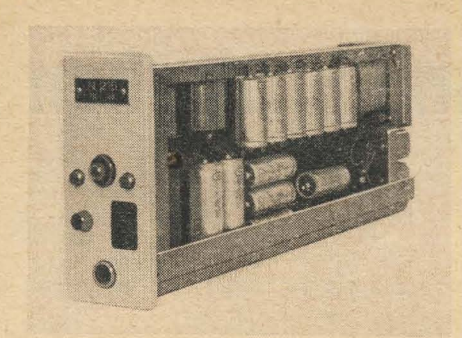


Bild 2: Netzgerät N 215

Als Schallempfänger werden zwei umschaltbare Kapseln verwendet. Durch geeignete Wahl der Polarisationsspannungen ergeben sich damit Richtcharakteristiken, die von „Kugel" über „Acht" bis „Niere" für jeden Schallempfänger einstellbar sind. Damit kann in X/Y-Technik (Niere/Niere oder Acht/Acht) oder in M/S-Technik (Kugel/Acht oder Niere/Acht) gearbeitet werden. Die erforderlichen Matrizierungen zur Umsetzung in Links/Rechts und Richtungsbeeinflussungen der Schallquelle erfolgen im Regiepult.

Der Anschluß an den Wandanschlußkasten S 165 und die Halterung des Mikrofons erfolgen durch ein 11adriges Kabel (12pol. Steckverbindung) mit Schwenkstück. Das Schwenkstück erlaubt Neigung und Verdrehung der Mikrofonachse, was für die unterschiedlichen Aufnahmetechniken (X/Y-M/S) notwendig ist, da hierbei das feststehende System verschiedene Winkel zur Neigungsebene einnehmen muß. Der Anschlußkasten S 165 gestattet entweder den Anschluß von Stereomikrofonen mit Hilfe 12poliger Steckverbindung oder den von zwei Monomikrofonen über je eine 7polige Steckverbindung. Durch eine verschiebbare Abdeckung wird der gleichzeitige Anschluß einer 7poligen und der 12poligen Dose verhindert.

Die Stromversorgung erfolgt aus zwei Netzgeräten N 215 (Bild 2), die die notwendigen Spannungen für die verwendeten Röhren EC 760 liefern (Teileinschubgerät $^1/_8$ entsprechend TGL 60-50702 für Gestelleinbau). Für die Umsteuerung der Richtcharakteristik der Mikrofone ist der Richtcharakteristikregler W 101 vorgesehen. Er gestattet eine Veränderung der Ladespannung in neun Stufen von 0 bis 120 V und damit verschiedene Formen der Charakteristiken auch zwischen Acht und Niere bzw. Niere und Kugel.

Der Richtcharakteristikregler W 101 wurde ebenfalls als $^1/_8$-Einschub für Gestelleinbau ausgeführt.

Das Zweikanalmikrofon M 101 besitzt die in der Studiotechnik üblichen Daten:

Übertragungsbereich: 40 bis 15000 Hz
Ausgangsimpedanz: 200 Ω
Übersprechdämpfung $\geqq$ 40 dB
Feldübertragungsfaktor $\approx$ 1 mV/μbar

[Hinsichtlich der Werte in Abhängigkeit vom Schalleinfallwinkel und von der Frequenz sei auf die Unterlagen des Herstellers (Neumann, Gefell i.V.) verwiesen.]

Die auf Grund der Fertigungstoleranzen gegebenen Empfindlichkeitsunterschiede der beiden Mikrofonkapseln eines Koinzidenzmikrofones — entweder bei gleicher (X/Y-Mikrofon) oder unterschiedlicher (M/S-Mikrofon) Richtcharakteristik — können zu einer Verzerrung des stereofonen Klangbildes führen bzw. die Richtungsauflösung verschlechtern. Dazu kommen noch die Verstärkungsdifferenzen der beiden Mikrofonverstärker. Der Ausgleich dieser Unterschiede muß im Regiepult noch vor der Richtungsbeeinflussung vorgenommen werden. Aus diesem Grunde müssen die ersten Verstärker einer Regiekette in sehr kleinen Stufen bzw. stufenlos regelbar sein.

Für den Abgleich selbst wurde im RFZ eine spezielle Mikrofonprüfeinrichtung (Bild 3) aufgebaut. Diese besteht aus einem System von vier im Winkel von 90° zueinander angeordneten Schallsendern (Kleinhörer), die federnd auf den Mikrofonkörper aufgeklemmt werden können, wobei die Schallsender in Höhe der Kondensatorkapseln stehen müssen.

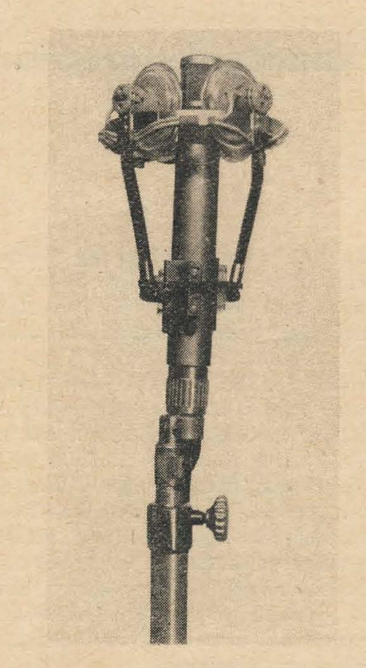


Bild 3: Prüfeinrichtung für Stereomikrofon

Die Hörer können mit Hilfe einer Fernsteuerungseinrichtung vom Regieraum aus einzeln mit einem Meßsignal gespeist werden, wobei das Mikrofon aus verschiedenen Richtungen mit einem definierten Meßschall beaufschlagt wird. Anhand des Goniometerbildes läßt sich dann bequem der Amplitudenabgleich (oder z. B. auch eine Korrektur des eingestellten Aufnahmewinkels des Stereomikrofons) vornehmen.

Als Meßsignal wird vorzugsweise ein Oktavrauschen um 1000 Hz verwendet; Sinustöne eignen sich wegen des Auftretens stehender Wellen schlecht. Auf diese Weise können Seitenvertauschungen, aber auch Phasenfehler in der Mikrofonkette bis zum Vorverstärker, die sich ja sonst kaum erfassen lassen, sofort erkannt werden.

Studioabhöreinrichtung Z 131 für Mono- und Stereotechnik

Zur akustischen Überwachung der technischen und künstlerischen Qualität der Schallaufnahme und -übertragung werden in Rundfunkstudios hochwertige Abhöreinrichtungen verwendet. Darunter wird die Kombination von einem oder mehreren Lautsprechersystemen, einem Gehäuse (z. B. Baßreflexgehäuse) mit ausreichendem Volumen und einem Leistungsverstärker mit der geeigneten Entzerrung verstanden.

Auf Grund der in den letzten Jahren erreichten Verbesserung der Anlagen- und Aufnahmetechnik wurde die seit 1955 eingeführte Abhöreinrichtung (Typ Z 130) durch eine den neuesten Erkenntnissen entsprechende Weiterentwicklung vom Typ Z 131 ersetzt.

Außer der neuen Gestaltung des Gehäuses (es wird dabei nach wie vor eine 200-l-Baßreflexschallkiste benutzt) und dem Einsatz eines Verstärkers V 274 mit höherer Leistung (35 W bei 60 Hz) wurde vor allem die Lautsprecherkombination, bestehend aus einem dynamischen Tieftonsystem und einem Hochtonsystem in koaxialer Anordnung, entscheidend verbessert.

Als Ergebnis dieser Arbeit besitzt das neue System, unter Verwendung hochwertigen Magnetmaterials, durch die Linearisierung des Antriebssystems und Verbesserung der Membranaufhängung geringere nichtlineare Verzerrungen, und durch Anbringung einer zusätzlichen Bedämpfung vor der Tieftonmembran zur Vermeidung von Reflexionen der vom Hochtonsystem abgestrahlten Schallwellen einen sehr ausgeglichenen Verlauf der Übertragungskurve.

Ferner wurde durch Verlegung der Resonanzfrequenz des Hochtonlautsprechers nach niedrigen Frequenzen zu (1,4 kHz) eine Verbreiterung der Richtcharakteristik der Kombination erreicht, da die kleinere Hochtonmembranfläche einen geringeren Schallbündelungsgrad besitzt.

Zur Verwendung des Gerätes für Stereoaufnahmetechnik wurde eine Korrekturmöglichkeit der Lautstärke und der Wiedergabebalance in bestimmten Grenzen eingeführt. Die der Fertigung zuzugestehenden Toleranzen können damit verringert und die Einheitlichkeit der Abhöreinrichtungen in allen Studios gesichert werden. Zur Erzielung gleicher Abstrahlungseigenschaften von normalerweise zwei für Stereobetrieb benutzten

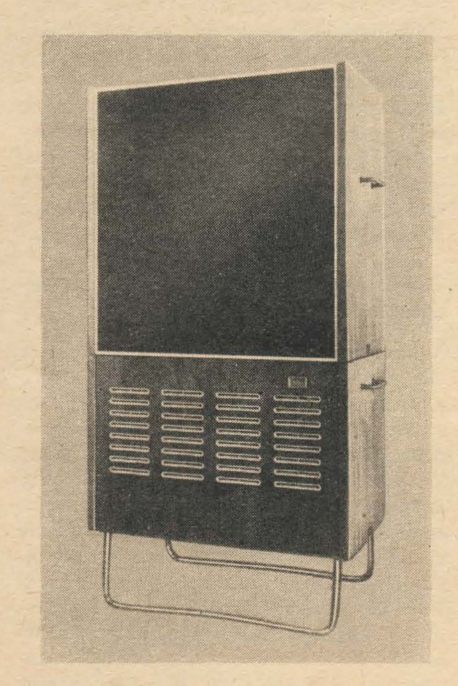


Bild 4: Abhöreinrichtung Z 131

Einrichtungen ist diese Eigenschaft der neuen Einrichtung von Bedeutung. Die Einstellung eines linearen Schalldruckverlaufes ist durch geeignete Entzerrung des Leistungsverstärkers auf Grund der ausgeglichenen Übertragungssysteme des neuen Systems leicht möglich. Wie aber sehr umfassende subjektive Untersuchungen zeigten, müssen objektive Parameter, wie u. a. Übertragungskurve und Richtcharakteristik, in bestimmten ausgewogenen Verhältnissen zu entsprechenden subjektiven Parametern stehen.

Es wurde daher ein Schalldruckverlauf festgelegt, der zwischen 500 Hz und 3 kHz eine Einsenkung bis etwa 5 dB besitzt. Jede Abhöreinrichtung kann für diesen Verlauf genau abgeglichen werden. In einem Normalwiedergaberaum von 140 m³ und einer mittleren Nachhallzeit von etwa 0,5 s ergibt sich dann, in Verbindung mit einer bestimmten Mikrofonaufnahmetechnik, ein dem Original im Aufnahmeraum optimal ähnliches Klangbild. Unter diesen Bedingungen stellt die neue Einrichtung Z 131 den Abhörstandard des DDR-Rundfunks dar. Wie bisher enthält die Abhöreinrichtung noch einen Kommandolautsprecher und dazugehörigen Leistungsverstärker V 248 (1,2 W).

Elektroakustische Hauptdaten der Studioabhöreinrichtung Z 131

Maximaler Eingangspegel (gemessen mit Tonmesser Typ A der OIRT-Empf. Nr. 13)

Sinuston 0 dB $\triangleq$ 0,775 V
Musik/Sprache = + 6 dB

Eingangsimpedanz $\geqq$ 10 kΩ (symm.)
Übertragungsbereich 31,5 Hz ··· 16 kHz (gemessen im reflexionsfreien Raum in Bezugsachsrichtung)
Übertragungsmaß bei f = 500 Hz: $G_s' = 20 \lg B_s'/B_{s0} = 19$ dB (gemessen im reflexionsfreien Raum in Bezugsachsrichtung, Abstand 1 m, bezogen auf die Eingangsspannung des Verstärkers V 274)

(B_s' = Übertragungsfaktor)
(B_{s0} = 0,1 Nm^{-2}/N)

Das entspricht bei einem Eingangspegel von + 6 dB einem Schalldruckpegel von 97 dB über $2 \cdot 10^{-4}$ µbar.
Der Klirrfaktor ist bei + 6 dB Eingangspegel oberhalb 40 Hz $\leqq$ 2%.

Stereoanlagentechnik

Noch bevor die Stereofonie die Studiotechnik beeinflußte, führte der Wunsch nach modernen und vielseitigen, transportablen Regieanlagen zu der in vielen Ländern ziemlich einheitlichen Forderung, Mischpulte hoher Kanalzahl mit Transistorverstärkern und einer Vielzahl an Möglichkeiten zur Tonsignalbearbeitung zu entwickeln. Die alten platzraubenden Verstärker der monofonen Anlagen mit der relativ geringen Anzahl von Mikrofonwegen einfach durch Transistorverstärker zu ersetzen, wie es im Ausland anfangs teilweise erfolgte, erschien nicht als der richtige Weg. Die ständig steigende Anzahl der bei Tanzmusikaufnahmen verwendeten Mikrofone, die dabei erforderlichen Methoden der Signalverarbeitung (Verhallung, Verzögerung, Filterung usw.) und nicht zuletzt der Einsatz von Mehrspur-Magnetbandanlagen erforderten für diese neue Produktionstechnik auch eine neue Anlagenkonzipierung. Die Forderungen, die die Stereofonieaufnahmetechnik zusätzlich stellt, müssen in einer neuen Anlagenkonzeption organisch mit enthalten sein, denn schon aus ökonomischen Gründen wird man bestrebt sein, mit so wenig Anlagentypen wie möglich auszukommen. Dabei müssen neue Anlagen sowohl im Studio als auch als mobile Übertragungseinheiten einsetzbar sein.

Während im RFZ Überlegungen und Festlegungen für eine neue Anlagenkonzeption sowie die dazu notwendigen Bedingungen für die Einzelgeräte angestellt wurden, erfolgten bereits auch Untersuchungen zur Stereoverfahrenstechnik. Unter Verwendung der konventionellen Röhrenverstärker (des sogenannten V-200-Systems), von Geräten zur Richtungsbeeinflussung und unter Entwicklung der für Stereoaufnahmen zusätzlich benötigten Bausteine wurde hierzu eine Mehrkanal-Versuchsregieeinrichtung aufgebaut. Sie soll im folgenden kurz beschrieben werden. (Eine ausführliche Darstellung findet sich in [3].)

Mehrkanal-Versuchsregieeinrichtung

Die in den Bildern 5 und 6 gezeigte Anlage dient im wesentlichen dazu, den Entwicklungsingenieuren grundsätzliche Verfahrensuntersuchungen der Stereo- bzw. der Mehrkanaltechnik (d. h. der Mehrkanal-Produktionsmethoden der Monofonie, der Mono-Ambiofonie, der Stereo-Ambiofonie und anderer Verfahren) zu ermöglichen, sie kann aber auch als reguläre Produktionsanlage auf Grund der großen Anzahl von Reglern und Signalverarbeitungsmöglichkeiten für den normalen Stereoaufnahmebetrieb eingesetzt werden. Sie wird außerdem für die Abwicklung von Stereoversuchssendungen benutzt.

Die Anlage ist in einige Hauptteile zerlegbar und dadurch leicht transportfähig, um Experimentalaufnahmen nicht nur im Funkhaus Berlin, sondern auch in anderen Aufnahme- oder Konzertsälen durchführen zu können. Alle Geräte, Klinken usw. sowie die Verkabelung sind durch entsprechenden mechanischen Aufbau auch während des Betriebes leicht zugänglich (Bild 6).

In elektrischer Hinsicht erlauben zwei Reglerkomplexe im Hauptmischfeld verschiedene Mikrofontechniken (Mono-, A/B-, M/S-, X/Y-Mikrofone), Verfahren (s. oben) und Mischtechniken (X/Y- oder M/S-Mischung, Trickmischtechnik) zu verarbeiten, und zwar in Ein- bis Vierkanaltechnik, und für alle Arten von Wort- und Musikaufnahmen. Dabei ist der Anschluß von sechs Stereomikrofonen bzw. zwölf Monomikrofonen möglich.

Bei allen Vorreglern besteht vor und nach dem Regler (gegebenenfalls bei allen Reglern gleichzeitig) die Möglichkeit der Abnahme von Tonsignalanteilen zur weiteren Verarbeitung in einem Trickmischfeld (Verhallung, Verzögerung, MD-Technik usw.). Ferner sind Filter, Begrenzer, Kompressoren usw. beliebig einschleifbar. Die Überwachung der Tonsignale erfolgt außer wie üblich mit Aussteuerungsmessern und Abhöreinrichtungen zusätzlich auch mit einem Goniometer.

Die Richtungsbeeinflussung der Schallquellen wird mit Richtungsmischern und Richtungsreglern nach Bertram [4] durchgeführt.

An Speicheranlagen sind Ein-, Zwei- und Vierkanal-Magnetbandanlagen anschaltbar, ferner ein Verzögerungsgerät in den für Ambiofonie und anderen Verfahren erforderlichen, aber auch anderen Verzögerungsfunktionen (z. B. bei Verhallung).

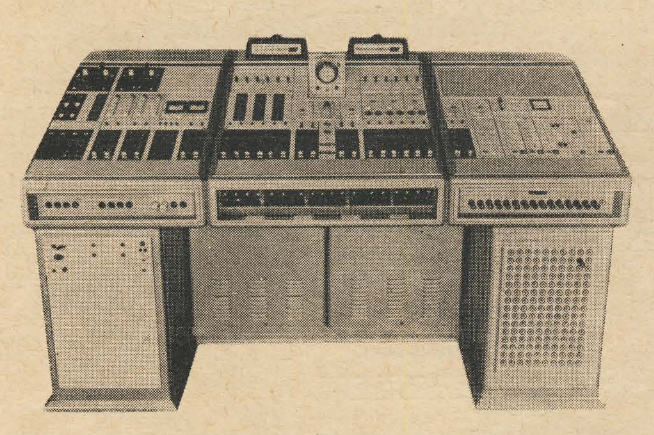


Bild 5: Mehrkanal-Versuchsregieeinrichtung, Vorderansicht

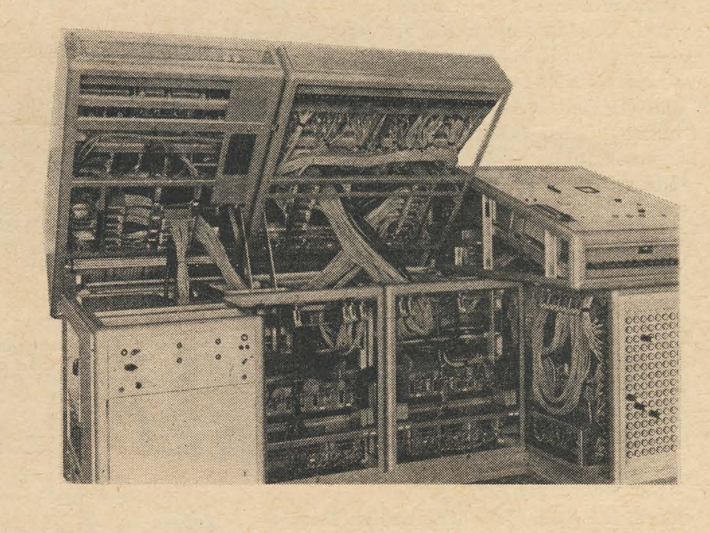


Bild 6: Mehrkanal-Versuchsregieeinrichtung, teilweise geöffnet

Transistorisierte Zeilen- und Bildfangautomatiken

H. MÖNNICKE und W. SECKENDORF

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Bei der Transistorisierung von Geräten ist besonders zu beachten, daß die Einführung von Transistoren entweder einen entscheidenden technischen oder aber einen ökonomischen Vorteil bringen muß. Gelingt es, beide Bedingungen gleichzeitig zu verwirklichen, so ist der Einsatz von Transistoren natürlich besonders lohnend.

In der Großserienproduktion von Fernsehgeräten hat sich die Vereinheitlichung zu Chassisgrundtypen, vor allem aus technologischen Gründen, als zweckmäßig erwiesen. Von diesen Grundtypen müssen möglichst sinnvolle Varianten abgeleitet werden, um ein lückenloses Sortiment anbieten zu können. Dies wird z. B. durch Hinzufügen von verschiedenen Baustufen erreicht.

Besonders störend macht sich bei dieser Art des Zusammenstellens neben den Anodenspeiseproblemen die Einfügung der zusätzlichen Baustufen bei Röhrenbestückung in den Heizkreis des Gerätes bemerkbar.

Durch die Anwendung von Transistoren anstelle von Elektronenröhren in den neuentwickelten Automatikbaustufen für Zeilen- und Bildfang konnte dieses Problem umgangen werden. Dabei besitzen diese Schaltungen Eigenschaften, die denen mit Elektronenröhren nicht nachstehen. Die Lebensdauererwartung dürfte wesentlich verbessert sein; der Preis der eingesetzten Transistoren OC 824 H vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder liegt auf Grund der geringen Anforderungen an diesen Typ günstig. Es sind also die eingangs erwähnten Bedingungen zum Einsatz von Transistoren in vollem Umfang erfüllt.

Im folgenden werden die beiden Automatikschaltungen näher beschrieben.

Horizontalfangautomatik

Sämtliche in Staßfurt hergestellten Fernsehgeräte arbeiten im Horizontalkipp mit einem frequenzstabilen Sinusgenerator, der über eine symmetrische Phasenvergleichsschaltung und eine Reaktanzstufe nachlaufsynchronisiert wird. Zwischen Phasenvergleich und Reaktanzstufe sind Siebglieder geschaltet (Bild 1), um Rückkopplungen und Direktsynchronisation weitgehend einzuschränken, Rauschen und Störimpulse auszusieben und die durch die Bildwechselimpulse hervorgerufene Störung der Zeilensynchronisation zu unterdrücken und somit einen exakten Zeileneinsatz zu gewährleisten.

Diese Siebglieder vermindern auch die im nichtsynchronisierten Zustand am Phasenvergleich entstehende und von der Differenzfrequenz abhängige Wechselspannung. Das bedingt, daß bei großem Haltebereich einer solchen Schaltung der Fangbereich klein wird. Es muß also ein Kompromiß zwischen genügend großem Fangbereich und bester Siebung geschlossen werden, wobei für größere Frequenzdifferenzen zwischen sender- und empfängerseitiger Zeilenfolge eine Nachregelung von Hand vorgesehen wird.

Es sind deshalb Schaltungen entwickelt worden, bei denen eine vom Synchronzustand abhängige automatische Umschaltung der Siebglieder vorgenommen wird. Hierdurch wird erreicht, daß für die Schaltstellung „synchronisiert" (Bild 2) eine optimale Stör- und Rauschbefreiung möglich ist, in Schaltstellung „nichtsynchronisiert" aber der größtmögliche Fangbereich vorliegt. Dabei ist die Zeitkonstante des Siebgliedes I wesentlich kleiner als die des im Synchronzustand zusätzlich wirkenden Siebgliedes II.

Abweichend von bekannten Schaltungen dieser Art verwendet die im VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt entwickelte Zeilenfangautomatik als Schalter einen von einer Koinzidenzstufe gesteuerten Transistor, der wesentlich kleinere Steuerleistungen benötigt und geringere Rückwirkungen besitzt, als z. B. auch eingesetzte Halbleiterdioden.

Synchronimpuls und Rücklaufimpuls des Zeilentrafos liegen so über der Koinzidenzdiode D_1 (Bild 3), daß im synchronisierten Zustand praktisch kein Strom fließt. Im nichtsynchronisierten Zustand entsteht durch die Gleichrichtung der Synchronimpulse am Ladekondensator C_4 eine positive Gleichspannung. Fehlt das Synchronsignal, entsteht nur eine geringe Gleichspannung entsprechend der Form der Rücklaufimpulse. Die Koinzidenzspannung wird dem als Schalter wirkenden Transistor T_1 zugeführt. Hier wird ein HFO-Typ OC 824 H (entspricht OC 824 mit hoher Sperrspannung) eingesetzt, an dessen sonstige Parameter keine hohen Anforderungen gestellt werden. Im synchronisierten Zustand und bei fehlendem Synchronsignal wird T_1 durch eine negative Basisvorspannung (R_1) leitend. Im nichtsynchronisierten Zustand wird er durch die positive Koinzidenzspannung gesperrt. Dadurch liegt das Siebglied R_3—C_3 im synchronisierten Zustand über den Sättigungswiderstand des Transistors an Masse; im nichtsynchronisierten Zustand wird es durch die Parallelschaltung aus dem Innenwiderstand des gesperrten Transistors und seinem Kollektorwiderstand von Masse getrennt und praktisch unwirksam. Gleichzeitig wird der Längswiderstand der Siebkette R_1 durch das RC-Glied R_2—C_2 überbrückt, während dieses RC-Glied im synchronisierten Zustand ebenfalls über den Transistorsättigungswiderstand an Masse liegt und somit noch zur Siebung beiträgt.

Die minimale Kollektor-Emitter-Gleichspannung des gesperrten Transistors muß größer

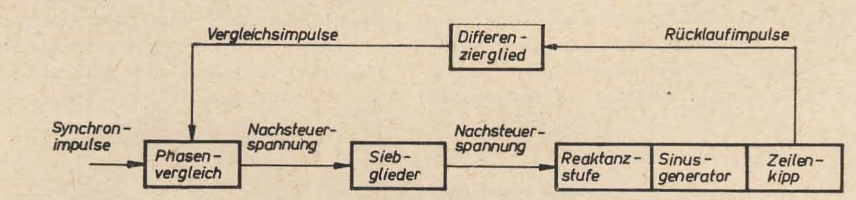


Bild 1: Blockschaltbild der Horizontalsynchronisierstufen und -ablenkstufen

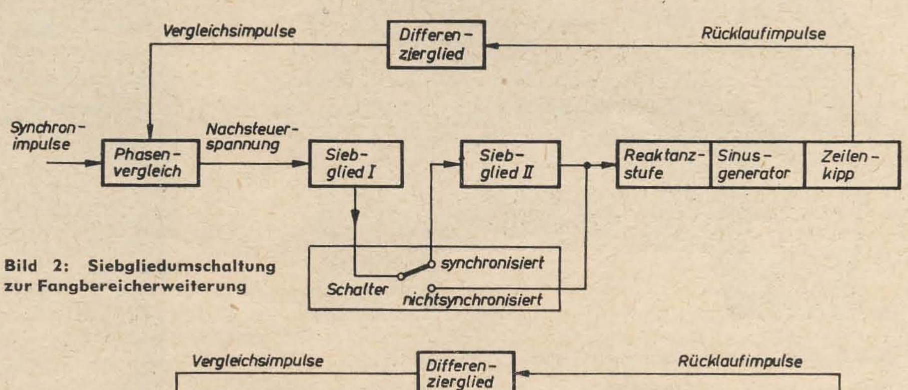


Bild 2: Siebgliedumschaltung zur Fangbereicherweiterung

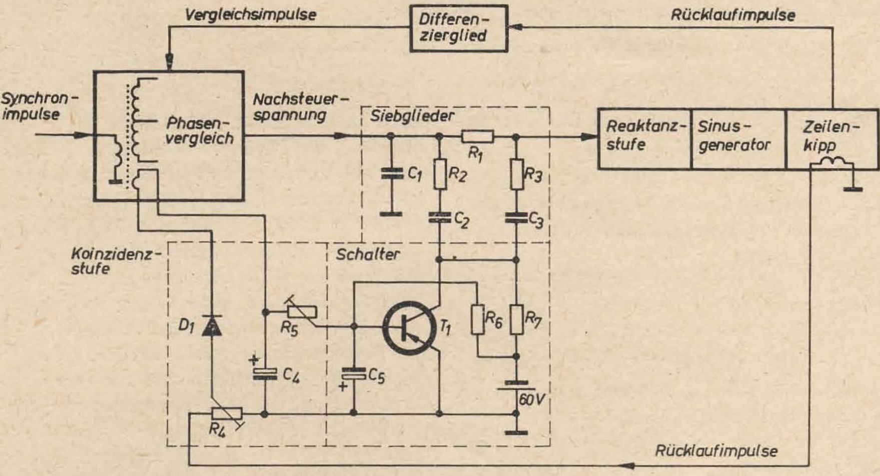


Bild 3: Zeilenfangautomatik des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

sein als die positive Spitze der über die Siebglieder am Kollektor liegenden Differenzfrequenzspannung, um die Kollektordiode des Transistors nicht leitend werden zu lassen. Daraus ergibt sich die hohe Speisespannung der Stufe von etwa 60 V. Eine leitende Kollektordiode würde einen Verlust an Wechselspannungsamplitude im nichtsynchronisierten Zustand durch kurzzeitig eingeschaltete Siebglieder R_2—C_2 und R_3—C_3 und damit verminderten Fangbereich bedeuten. Die minimale Betriebsspannung ergibt sich somit zu

$$U_{B\,min} = U_{CE\,min} + I_{CBO\,max} \cdot R_{C\,max},$$

wobei $I_{CBO\,max}$ der maximale Reststrom des Transistors bei $U_{CE\,min}$ und maximaler Umgebungstemperatur und $R_{C\,max}$ der Kollektorwiderstand mit Plustoleranz sind. Da in den Fernsehgeräten mit Zeilenfangautomatik eine Leuchtpunktunterdrückung mit zusätzlicher Einspeisung einer negativen Gleichspannung in das Helligkeitsregelnetzwerk Anwendung findet, kann diese Speisespannung gleichzeitig für die Automatik benutzt werden.

Mit der beschriebenen Schaltung wird bei einem Haltebereich von mehr als ± 1000 Hz ein Fangbereich von größer als ± 800 Hz erreicht. Durch die optimale Dimensionierung der Siebglieder für die Nachsteuerspannung der Reaktanzstufe ist die horizontale Auflösung für ein stark verrauschtes Bild wesentlich erhöht worden.

Eine mehr als zwölfmonatige gewissenhafte Erprobung der Schaltung auch unter ungünstigen Temperaturbedingungen hat gezeigt, daß Synchronisationsstörungen bei Frequenzabweichungen nicht zu erwarten sind und eine Nachregelung der Frequenz von Hand nicht notwendig ist. Dabei erfolgten die Versuche bei ungünstigen Netzspannungsverhältnissen, zusätzlichen Störungen und vor allem bei Umschaltungen der Fernsehprogramme auch über internationale Strecken.

Die Automatikschaltung ist konstruktiv auf der sogenannten AS-Leiterplatte der bekannten Standard-Geräte angeordnet.

Die gleiche Leiterplatte kann auch in den Gerätetypen der unteren Preisklasse ohne Automatik mit Handregelung auf der gleichen Bestückungsstraße gefertigt werden.

Vertikalautomatik

Die Steuerspannung für die vertikale Ablenkung gewinnt man durch kapazitive Sägezahngeneratoren. Hierbei sind Sperrschwinger und Multivibratoren die gebräuchlichsten Formen. Im allgemeinen wird die Impulsfolgefrequenz derartiger Generatoren von RC-Gliedern bestimmt. Hat sich der frequenzbestimmende Kondensator C (Bild 4) auf die Sperrspannung U_{Sp} der Röhre entladen, wird der Kippvorgang ausgelöst. Hieraus ergibt sich, daß die direkte Synchronisation nur möglich ist, solange die Leerlauffrequenz des Generators niedriger ist, als die Impulsfolgefrequenz des synchronisierenden Signals.

Ein Fang- oder Haltebereich mit positivem und negativem Vorzeichen, bezogen auf die Sollfrequenz, ist direktsynchronisiert nicht erreichbar.

Durch Einkoppeln einer Gleichspannung am Gitter kann der Kippvorgang früher (Spannung positiv) oder später (Spannung negativ) ausgelöst und damit die Impulsfolgefrequenz verändert werden. Auf diese Weise ist im Prinzip auch im Vertikalkipp eine indirekte Synchronisation möglich, die sich für eine Bildfangautomatik mit positivem und negativem Halte- und Fangbereich ausnutzen läßt. Die allgemein angewendete Direktsynchronisation muß jedoch zusätzlich erhalten bleiben, um die Übertragung des Zeilensprunges zu gewährleisten.

Eine echte Bildfangautomatik soll alle auftretenden Frequenzabweichungen ausregeln können, die durch Netzspannungsschwankungen, Temperaturänderungen, Alterungserscheinungen und mögliche Frequenzabweichungen der Taktgeber des Senders hervorgerufen werden. Letztere sind phasenstarr mit der Zeilenfrequenz verbunden. Es sind daher Vertikalautomatiken bekannt, die gleichzeitig die Regelspannung der Zeilensynchronisation zur Nachsteuerung des Vertikalgenerators ausnutzen. Damit können nur senderseitige Abweichungen ausgeglichen werden, so daß man hier nicht gern auf den Handregler für die Vertikalfrequenz verzichtet und diesen z. B. an der Rückseite des Gerätes anbringt, zumal diese Schaltung empfängerseitige Frequenzabweichungen des Zeilengenerators auf den Vertikalgenerator überträgt.

Die im VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt entwickelte Vertikalfangautomatik arbeitet als echte Vollautomatik nach dem im folgenden erläuterten Prinzip:

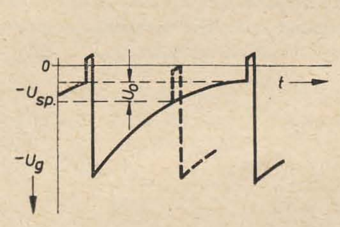
In einer Koinzidenzstufe wird eine phasenabhängige Regelspannung durch Vergleich der Ausgangsspannung der Vertikalstufe mit den Synchronimpulsen erzeugt und damit die Sperrschwingerfrequenz im notwendigen Sinne nachgeregelt. Neben dieser indirekten Synchronisation zur groben Nachsteuerung sorgt die Direktsynchronisation für einen exakten Zeilensprung. Diese muß jedoch etwas „weicher" erfolgen, um trotzdem noch eine geringe Phasenverschiebung zwischen Sender- und Empfängerfrequenz zu gewährleisten, damit eine phasenabhängige Regelspannung überhaupt zustande kommen kann. Bild 5 zeigt die prinzipielle Schaltung.

Dem Kollektor des Transistors T_1 werden über einen Spannungsteiler R_3, R_4 und D_2 die negativ gerichteten Rücklaufimpulse von der Sekundärseite des Bildtrafos zugeführt; an der Basis liegen negativ gerichtete Synchronimpulse.

Die Erzeugung einer phasenabhängigen Regelspannung ist nur an einer Flanke möglich (Bild 6). Je nachdem, an welcher Stelle der Flanke des Rücklaufimpulses der Synchronimpuls eintrifft, findet er eine größere oder kleinere momentane Kollektorspannung vor. Da der Transistor vom Synchronimpuls immer voll durchgeschaltet wird, ist der Kollektorstrom von der momentan anliegenden Kollektorspannung während des Basisimpulses abhängig. Am emitterseitigen RC-Glied werden die Stromimpulse integriert, so daß an C_2 eine Regelspannung entsteht. Um den Einfluß des positiven Anteiles der vom Bildtrafo zurückgeführten Spannung zu vermeiden, ist im Kollektorkreis die Diode D_2 eingeschaltet.

D_1 begrenzt die positiven Spannungsspitzen, welche durch eine Differentiation des Synchronimpulses an C_1, R_1 entstehen. Die bisherigen Ausführungen beziehen sich nur auf den synchronisierten Zustand, d. h., daß jeder Synchronimpuls auf die Flanke eines Rücklaufimpulses trifft. Diese Funktion charakterisiert den Haltebereich. Ist zunächst keine Synchronisierung vorhanden, so kann auch keine Regelgleichspannung entstehen. Trotzdem wird mit dieser Schaltung auch eine Erweiterung des Fangbereiches ermöglicht. Bild 7 zeigt für diesen Fall den Verlauf der Spannung über dem emitterseitigen RC-Glied.

$A_1 \cdots A_3$ sind Koinzidenzstellen, die bei Nichtsynchronisierung zufällig auftreten.



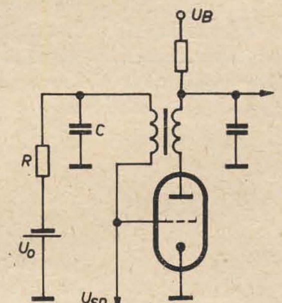
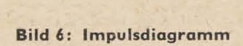
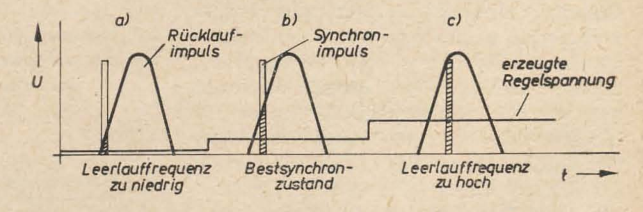


Bild 4: Gitterspannungsverlauf und Prinzipschaltung des Sperrschwingers

Bild 5: Prinzipschaltung der Vertikalautomatik


Bild 6: Impulsdiagramm



Trifft der Synchronimpuls an einer höheren Stelle der Flanke des Rücklaufimpulses als im besten Synchronzustand ein, kann C_2 auf einen höheren Wert als im synchronisierten Zustand aufgeladen werden (Bild 6c). Damit wird die Frequenz des Sperrschwingers kurzzeitig nach unten verschoben; die Direktsynchronisation kann wieder fangen und der ohnehin größere Haltebereich verhindert ein Wiederherauskippen.

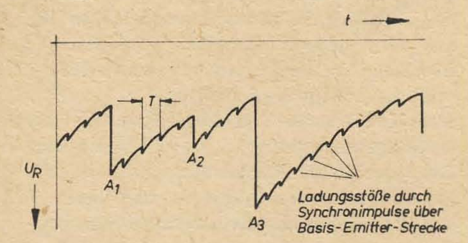


Bild 7: Regelspannungsverlauf im nichtsynchronisierten Zustand

Auf Grund der Zeitkonstante des frequenzbestimmenden RC-Gliedes des Sperrschwingers (Bild 8) können plötzliche Spannungssprünge an C_1 nicht voll am Sperrschwingergitter wirksam werden, so daß R_2, C_2 auf den Fangbereich von Einfluß ist. Vermindert sich R_2, C_2, so steigt die Leerlauffrequenz des Generators, gleichzeitig wächst auch der Fangbereich. Ist die Folgefrequenz der Synchronimpulse niedriger als die des Sperrschwingers, so kann ohne Automatik keine Synchronisation erfolgen.

Hier entstehen aber die durch die Koinzidenz beschriebenen Spannungsstöße, die den Sperrschwinger in den Synchronbereich ziehen.

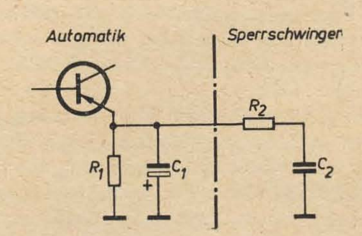


Bild 8: Zeitkonstanten in der Regelspannungsleitung

Liegt umgekehrt die Folgefrequenz der Synchronimpulse höher als die des Sperrschwingers, tritt Synchronisation im üblichen Sinne ein. Der Fangbereich ist, wie bekannt, durch die Direktsynchronisation gegeben. Es treten natürlich in diesem Falle ebenfalls wieder Spannungsstöße in gleicher Richtung auf, da die zufällige Koinzidenz auch hier vorhanden ist.

Der Generator wird hierbei auch kurzzeitig nach niedrigeren Frequenzen hin verschoben, d. h. also entgegen der Synchronisationsbedingung, jedoch ist ein Einfangen in den Zeiträumen ohne Spannungsstoß möglich. Tatsächlich läßt sich meßtechnisch auch die geringfügige Abnahme des Fangbereiches bei $f_0 < f_{syn}$ gegenüber dem mit alleiniger Direktsynchronisation nachweisen. Der Automatikfangbereich liegt annähernd symmetrisch zu der eingestellten Leerlauffrequenz ohne Signal zu 50 Hz und beträgt mehr als $\pm$ 7 Hz. Der Haltebereich ist insbesondere nach oben durch die hohe Regelsteilheit wesentlich größer.

Auch diese Automatikschaltung ist über zwölf Monate in Verbindung mit der beschriebenen Zeilenfangautomatik erprobt worden. Störungen, auch bei Kamerawechsel konnten, unter gleichen Bedingungen, wie für die Zeilenfangautomatik beschrieben, nicht beobachtet werden, so daß auch hier der völlige Fortfall des äußeren Vertikalfrequenzreglers gerechtfertigt ist.

Die Schaltung ist auf einer kleinen gesonderten Leiterplatte in gedruckter Technik auf dem Bildtrafo montiert und kann so zusätzlich in die verschiedenen Gerätetypen ohne besondere Abänderungen eingeführt werden.

Beide transistorisierten Automatikschaltungen wurden bereits auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1964 in einigen neuen Gerätetypen vorgestellt.

Auf weitere konstruktive Einzelheiten wird im Zusammenhang mit den speziellen, später folgenden Gerätebeschreibungen eingegangen.

GaAs-Halbleiterlaser

Dipl.-Ing. A. MÖSCHWITZER

Mit höher werdender Frequenz wächst auch die Schwierigkeit, elektromagnetische Schwingungen zu erzeugen und zu verstärken. Schon im Zentimetergebiet ist dies mit den herkömmlichen Mitteln nicht mehr möglich. Die Natur bietet uns hier aber in der Emission elektromagnetischer Wellen selbst Möglichkeiten an. So stellen z. B. alle Wärme- und Lichtstrahler nichts anderes als Sender elektromagnetischer Wellen mit extrem hoher Frequenz dar. Sie haben nur einen Nachteil, der ihre Ausnutzung ohne Kunstgriffe z. B. zur Informationsübertragung unmöglich macht: sie senden inkohärente Wellenzüge aus. Dies sind kleine Wellenpakete (Quanten), deren Phasenlagen untereinander verschieden sind. Ihrem Ursprung entsprechend sind die Phasen dieser Wellenpakete untereinander statistisch verteilt. Es ergibt sich aber die Notwendigkeit, Sender kohärenter Schwingungen herzustellen. Unter den Namen „Maser" und „Laser" sind uns in den letzten Jahren Einrichtungen bekannt geworden, die es ermöglichen, elektromagnetische Schwingungen mit kohärentem Charakter zu verstärken und zu erzeugen. Die Namen entstanden durch die Anfangsbuchstaben von **m**icrowave **a**mplification by **s**timulated **e**mission **r**adiation bzw. **l**ight **a**mplification by **s**timulated **e**mission **r**adiation (Mikrowellen- bzw. Lichtverstärkung durch induzierte Emissionsstrahlung). Der Unterschied zwischen Laser und Maser besteht also lediglich in der Frequenzlage der erzeugten oder verstärkten Schwingungen. Es sind die beiden Gruppen der Gas- und Festkörperlaser bekannt. Zu den Festkörperlasern gehört der Halbleiterlaser [1] [2] [3]. Dieser soll nachfolgend beschrieben werden.

Der Emissionsvorgang in einem Halbleiter

Der Leitungsmechanismus in einem Halbleiter erfolgt durch Elektronen und Löcher. Zum Leitungsmechanismus tragen aber nur diejenigen Elektronen des Halbleiters bei, die sich im sogenannten Leitungsband befinden. Die gesamten Elektronen des Halbleiters sind auf Energiebänder verteilt, zwischen denen verbotene Zonen liegen, in denen sich keine Elektronen befinden dürfen. Die beiden obersten Bänder, das Valenz- und das Leitungsband, zeigt Bild 1. Zwischen Leitungs- und Valenzband liegt eine verbotene Zone der Breite ΔE. Beim absoluten Nullpunkt ($T = 0$) ist das Valenzband völlig mit Elektronen gefüllt und das Leitungsband völlig leer. Durch Wärme oder Lichteinwirkung können Elektronen aus dem Valenzband befreit und ins Leitungsband gehoben werden. Dazu muß die äußere Energiequelle mindestens eine Energie ΔE pro Elektron aufwenden. Damit wird gleichzeitig eine Stelle im Valenzband frei, die wir als Loch bezeichnen. Ein Loch verhält sich beim Leitungsmechanismus ungefähr wie ein Elektron mit positiver Ladung. Mit einem Elektron im Leitungsband entsteht also immer auch ein Loch im Valenzband. Diesen Vorgang bezeichnen wir als Generation von Elektron-Loch-Paaren. Würde ständig Wärme oder Licht einwirken und kein weiterer Prozeß wirksam sein, so würden immer mehr Elektron-Loch-Paare entstehen. Mit der Generation setzt aber der rückläufige Prozeß, nämlich die Rekombination, ein. Wie bei der Generation Elektron-Loch-Paare durch Energiezufuhr entstanden, so verschwinden durch Rekombination (Wiedervereinigung) Elektron-Loch-Paare unter Energieabgabe. Diese Energieabgabe bei einem Rekombinationsvorgang kann in Form elektromagnetischer Strahlung (z. B. Emission von Licht) geschehen. Diesen Vorgang zeigt Bild 2. Bei einem direkten Rekombinationsvorgang fällt also ein Elektron vom Leitungsband zurück ins Valenzband und füllt dort eine leere Stelle. Es verschwindet damit nicht nur im Leitungsband ein Elektron, sondern auch im

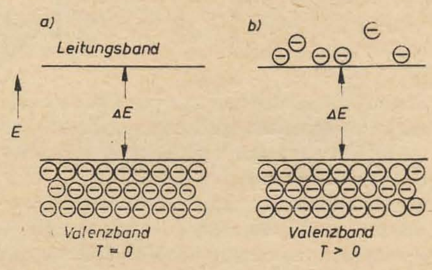


Bild 1: Das Bändermodell des Halbleiters

Valenzband ein Loch. Fällt dabei das Elektron von der Leitungsbandunterkante bis zur Valenzbandoberkante, so verliert es dabei die Energie ΔE. Es wird ein Wellenpaket mit der Frequenz

$$f = \frac{\Delta E}{h}$$

abgestrahlt.
(h = Plancksches Wirkungsquantum)
Je größer die durchfallene Energiedifferenz ist, desto höher ist die Frequenz der abgegebenen Strahlung. Es stellt sich nun zwischen Re-

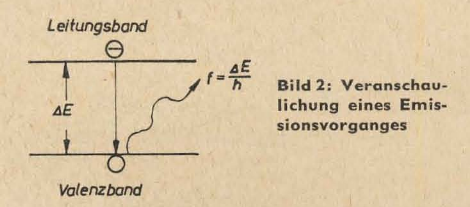


Bild 2: Veranschaulichung eines Emissionsvorganges

kombination und Generation ein (thermisches) Gleichgewicht ein. Diesem Gleichgewichtszustand entspricht eine gewisse Dichte der Elektronen im Leitungsband (für einen bestimmten Halbleiter bei einer bestimmten Temperatur). Da sich im Gleichgewichtsfall pro Zeiteinheit gerade so viele Elektronen mit Löchern wiedervereinigen wie umgekehrt entstehen, wird auch nur soviel Rekombinationsstrahlung entstehen wie an Energie für die Generation aufgewendet werden muß. Die Nettostrahlung ist also Null. Damit eine Nettostrahlung übrigbleibt, muß dafür gesorgt werden, daß die Rekombination die Generation überwiegt. Das bedeutet aber, daß sich im Leitungsband mehr Elektronen befinden als dem thermischen Gleichgewichtszustand entsprechen. Diese Elektronen müssen von außen hineingebracht (injiziert) werden. Der Zustand, bei dem die Dichte der Elektronen im Leitungsband höher als die Gleichgewichtskonzentration ist, nennt man Besetzungsinversion. Beim Halbleiterlaser wird dies durch Injektion an einem pn-Übergang erzielt.

Wirkungsweise

Der Halbleiterlaser wird durch einen pn-Übergang gebildet, der seiner Funktion entsprechend einige Änderungen gegenüber dem bei einer normalen Flächendiode vorkommenden pn-Übergang erfährt. Das Leuchten eines in Vorwärtsrichtung vorgespannten pn-Überganges ist schon lange bekannt. Es wird als Rekombinationsstrahlung bezeichnet.
Wird ein pn-Übergang mit einer positiven Spannung vorgespannt, so gelangen Elektronen von der n-Seite auf die p-Seite und umgekehrt Löcher von der p-Seite auf die n-Seite. Diesen Vorgang nennen wir Injektion. Auf der p-Seite sind z. B. in diesem Falle mehr

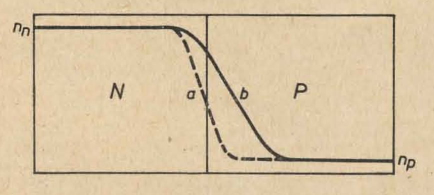
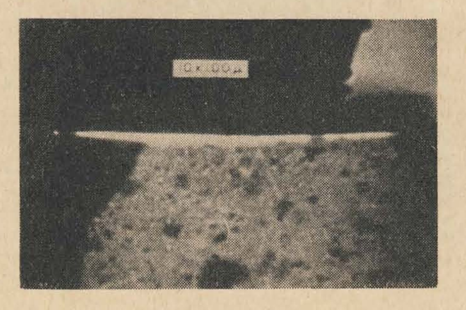


Bild 3: Verlauf der Elektronenkonzentration am pn-Übergang. a) ohne Vorspannung, b) mit Vorspannung

Elektronen als im thermischen Gleichgewicht, d. h., ohne Vorspannung am pn-Übergang vorhanden (Bild 3). Diese Elektronen rekombinieren im p-Gebiet, so daß die Besetzungsinversion nur in den unmittelbar an den pn-Übergang angrenzenden Gebieten vorhanden ist. Nur in diesen Gebieten überwiegt also die Rekombination die Generation. Durch die Rekombination entsteht eine Strahlung; es werden Wellenpakete ausgesandt. Bisher wurde nur von Strahlung gesprochen, die durch zufällige Rekombination von Elektronen und Löchern ausgelöst wurde. Wir bezeichnen sie als spontane Rekombinationsstrahlung. Die dadurch entstehenden Wellenzüge sind inkohärent; ihre Phasenlage ist infolge des rein zufälligen Charakters der Rekombination untereinander verschieden; die Phasen sind statistisch verteilt. Nun ist es aber möglich, daß ein spontanes Wellenpaket wieder eine Rekombination auslöst. Die dadurch entstehende Welle ist das exakte Duplikat der auslösenden Welle. Sie sind untereinander kohärent. Man spricht hier von induzierter Emission. Dieser Vorgang ist für das Vorhaben, eine kohärente Ausgangsstrahlung zu erhalten, wichtig. Die spontan emittierten Wellenzüge laufen in alle Richtungen. Eine induzierte Netto-Emission auszulösen, wird aber nur denjenigen gelingen, die durch Gebiete mit Besetzungsinversion, also entlang des pn-Überganges, laufen. Deshalb wird nur hier eine merkliche Strahlung entstehen. Es ist tatsächlich beobachtet worden [1], daß nur ein schmaler


Bild 4: Rekombinationsstrahlung entlang des pn-Überganges

Streifen entlang des pn-Überganges leuchtet (Bild 4). Damit ist unter den vielen möglichen untereinander inkohärenten Wellenzügen schon eine gewisse Auswahl getroffen. Jedoch sind noch die verschiedensten Phasenlagen möglich, da ja auch die induzierte Emission von den verschiedensten spontanen Wellenzügen ausgelöst werden kann. Die phasenelektive Auswahl geschieht nun durch einen Resonator. Senkrecht zur Fläche des pn-Überganges sind zwei parallele Spiegel angebracht. Dadurch wird ein Teil der entlang des pn-Überganges nach außen laufenden Wellen wieder in das Innere zurückreflektiert. Es entsteht eine stehende Welle und damit eine Verstärkung für die Wellenzüge, die eine bestimmte Phasenlage besitzen. Damit kommt es zu einer „Aufschaukelung" bestimmter Wellenzüge entlang des pn-Überganges und damit zur verstärkten induzierten Emission für Wellen einer bestimmten Phasenlage. Ein Teil dieser Strahlung verläßt dann als kohärentes Ausgangssignal die teilweise durchlässigen Spiegel.
Zu dieser Erklärung gibt es in der Verstär-

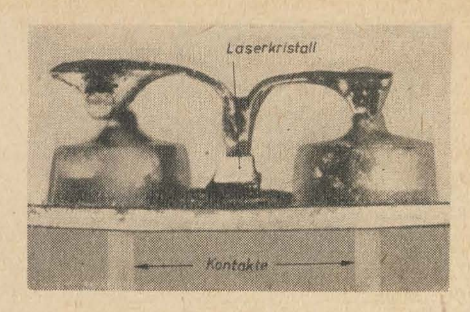


Bild 5: Gefertigtes Muster eines Halbleiterlasers nach [1]

kertechnik ein Analogon. Ist der Verstärker ohne Eingangssignal unendlich breitbandig, so wird das Ausgangssignal ein weißes Rauschen sein. Dieses Rauschsignal wird gebildet aus Elementarschwingungen verschiedener Frequenz und Phasenlage. Dieser Zustand entspricht der spontanen Emission beim Halbleiterlaser. Wird eine breitbandige Rückkopplung angebracht, so ist das Ausgangssignal ein Bandrauschen. Hier sind schon gewisse Schwingungen entsprechend der Rückkopplungsbedingungen bevorzugt im Ausgangssignal vorhanden. Dies entspricht der induzierten Emission. Wird schließlich eine extrem schmalbandige Rückkopplung angebracht, so wird nur noch eine Frequenz bevorzugt und der Verstärker kann unter gewissen Bedingungen mit dieser Frequenz schwingen. Das Ausgangssignal ist ein einziger Schwingungszug. Beim Halbleiterlaser ist der Spiegelresonator diese selektive Rückkopplung.
Die Abbildung eines gefertigten Musters nach [1] zeigt Bild 5. Das derzeit meist verwendete Material für Halbleiterlaser ist GaAs, weil hier (besonders bei hohen Stromdichten) der Rekombinationsvorgang zwischen Leitungselektronen und Valenzlöchern, wie oben beschrieben, stattfindet. Der Energieunterschied ist dabei $\Delta E = 1{,}47$ eV und damit die Wellenlänge der Strahlung $\lambda = 0{,}84\ \mu$m. Diese Wellenlänge liegt im Infrarotgebiet. Den Vorgang nennt man direkte Rekombination. Er tritt bei Ge und Si kaum auf, weshalb man letztere auch indirekte Halbleiter nennt. Aber auch bei GaAs ist die sogenannte Störstellenrekombination möglich. Dabei fällt das rekombinierende Elektron nicht ins Valenzband wie bei der direkten Rekombination, sondern auf ein Störniveau im verbotenen Band. Die dabei abgegebene Energie ist kleiner und damit die Wellenlänge größer als bei der direkten Rekombination. Es wurden besonders bei niedrigen Stromdichten Strahlungsmaxima bei $\lambda = 0{,}97\ \mu$m und $\lambda = 1{,}2\ \mu$m beobachtet. Die Intensität der Strahlung ist dem Diodenstrom proportional. Außerdem hängt die Intensität sehr stark von der Betriebstemperatur ab; sie sinkt bei einem bestimmten Strom mit wachsender Temperatur sehr stark ab und hat für praktisch realisierbare Stromdichten überhaupt nur annehmbare Werte für Temperaturen, die kleiner sind als 100 °K. Die Betriebstemperatur liegt deshalb noch häufig bei und unter 78 °K. Die Leistungsdichten liegen in der Größenordnung von 10^7 W/cm² und übersteigen damit die des Gaslasers um den Faktor 10^4. Deshalb ist bei diesen Elementen z. Z. nur Impulsbetrieb möglich.

Fortsetzung auf S. 490

Injektionslaser

A. TEWES

Der Gesamtwirkungsgrad eines Rubinlaser, d. h. das Verhältnis der optischen Ausgangsleistung zur aufgewandten elektrischen Energie, ist sehr klein, er beträgt etwa 1%. Der Grund dafür ist die bei diesem Lasertyp notwendige Umsetzung der elektrischen Energie einer Stromquelle in Lichtenergie zum Pumpen sowie die Übertragung der anregenden Lichtenergie von der Lichtquelle zum aktiven Material, was natürlich mit relativ großen Verlusten verbunden ist. Der Wirkungsgrad eines Gaslasers beträgt sogar nur 0,01%. Beim Injektionslaser wird demgegenüber die Anregungsenergie durch direkten Stromdurchgang zugeführt. Der Wirkungsgrad übersteigt bei geschickter Anordnung 20%, und die emittierte Strahlung ist über die Stromzufuhr leicht zu modulieren. Andererseits ist aber zu bedenken, daß die Abmessungen des Injektionslasers im Vergleich zum Rubin- und Gaslaser außerordentlich gering sind. Die Dicke des aktiven Bereiches ist auf einige Mikrometer beschränkt; die übrigen Abmessungen liegen um einige Zehntel Millimeter. Damit werden vorläufig noch Anwendungen mit hohem Energiebedarf, für die die Rubinlaser mit einem aktiven Volumen von mehreren Kubikzentimetern besonders geeignet sind, zur Zeit unrealisierbar. Als Anwendungsgebiet kommt vielmehr die Nachrichtenübermittlung, insbesondere auf kurzen Strecken, in Frage. Der wesentliche Vorteil des Injektionslasers liegt darin, daß die emittierte Strahlung ohne großen Aufwand durch einfaches Variieren des Stromes bis etwa 1 GHz moduliert werden kann. Auf diese Weise ist es möglich, wirtschaftliche Übertragungssysteme hoher Kapazität zu schaffen.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Injektionslasers. Injektionslaser können bisher mit folgenden Halbleitermaterialien realisiert werden:

Material	GaAs/GaP	GaAs	InP	InAs	InSb
Emittierte Wellenlänge	6400…8400 Å	8400 Å	9100 Å	31900 Å	52000 Å

Der Herstellungsgang eines Injektionslasers ist im Bild 2 dargestellt. Als Ausgangsmaterial wurde GaAs verwendet (siehe auch den vorhergehenden Beitrag). Im Bild 2a ist zunächst die n-dotierte GaAs-Scheibe von etwa 0,1 mm Dicke gezeichnet. Durch Eindiffusion von Zink (Zn) wird eine p-leitende Schicht von etwa 0,03 mm Dicke (Bild 2b) erzeugt. Anschließend erfolgt die Formgebung. Durch Spaltung des GaAs-Kristalls lassen sich außerordentlich glatte, planparallele Oberflächen herstellen, wie sie für die Endflächen des Lasers notwendig sind. Der so vorbereitete Streifen wird in etwa 0,1 mm breite Quader zersägt, wobei die aufgerauhten Seitenflächen des Lasers entstehen (Bild 20). Die fertigen Laserblöcke werden auf Sockel aufgelötet, wie es Bild 2d zeigt. Die Stromzuführung erfolgt über eine am p-Gebiet angebrachte Elektrode und über den mit dem n-Gebiet verbundenen Sockel, der gleichzeitig als Wärmeableitung dient.

Durch bestimmte Formgebung erhalten die Ausgangskristalle eine Resonanzstruktur. Der quaderförmige Block mit den Abmessungen 0,1 × 0,1 × 0,4 mm besteht nach der Eindiffusion von Zn etwa je zur Hälfte aus n-leitendem und aus p-leitendem Material. Die beiden Gebiete verschiedenen Leitungstyps sind mit elektrischen Kontakten versehen. Beim Stromdurchgang von + nach — wird das Halbleitermaterial in der Umgebung des pn-Überganges aktiviert und Strahlung in Achsrichtung emittiert. Die glatten, planparallelen Stirnflächen des Injektionslasers haben die gleiche Bedeutung wie die

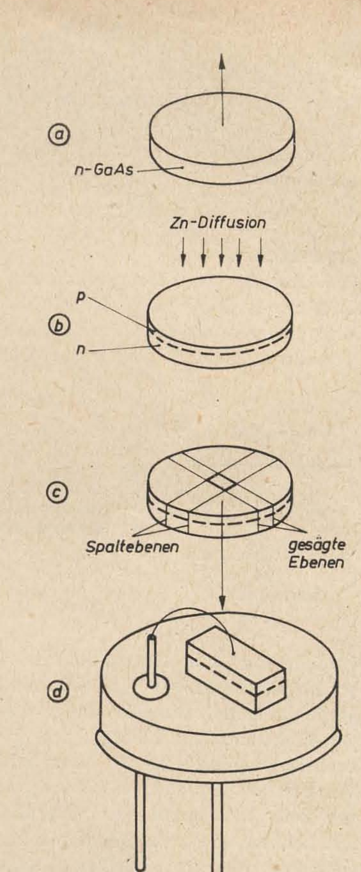


Bild 2: Herstellung eines Injektionslasers auf GaAs-Basis, a) Ausgangsmaterial, b) Diffundiertes Plättchen, c) Formgebung, d) Sockelmontage

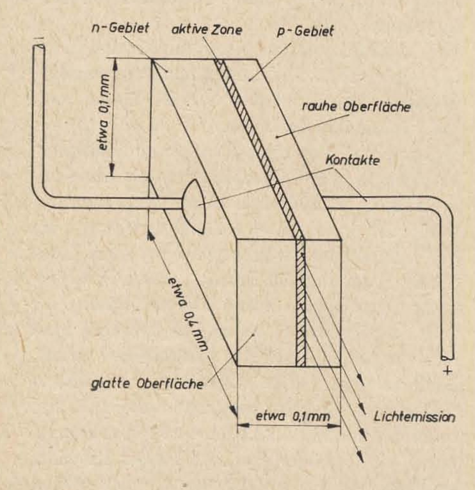


Bild 1: Schematischer Aufbau eines Injektionslasers

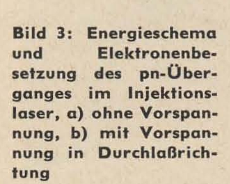
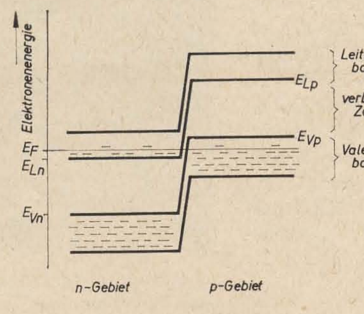
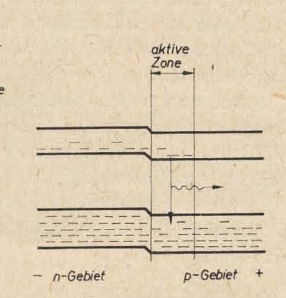


Bild 3: Energieschema und Elektronenbesetzung des pn-Überganges im Injektionslaser, a) ohne Vorspannung, b) mit Vorspannung in Durchlaßrichtung





Fortsetzung von S. 489

Bei der Anwendung zur Informationsübertragung wird ausgenutzt, daß sich die Amplitude des Ausgangssignales durch den Diodenstrom modulieren läßt. Die große Bündelungsfähigkeit des Laserstrahles ermöglicht die Erzeugung hoher Leistungsdichten und damit den Einsatz als Werkzeug.

Zusammenfassung

Der Halbleiterlaser stellt eine Quelle für extrem hochfrequente elektromagnetische Wellen dar und ist damit ein Element, daß die Skala der für die Informationsübertragung ausnutzbaren elektromagnetischen Wellen erweitert. Seine Wirkungsweise beruht auf der Rekombinationsstrahlung an einem pn-Übergang. Die kohärenten Schwingungen werden über die induzierte Emissionsstrahlung unter Zuhilfenahme eines Resonators erzeugt. Die Strahlung läßt sich durch den Diodenstrom steuern und sehr stark bündeln.

Literatur

[1] Hall, R. N.: Coherent light emission from pn-junctions. Solid State El. vol 6 (1963) S. 405—416

[2] McWhorter: Elektromagnetic theory of the semiconductor junction laser. Solid State El. vol 6 (1963) S. 417—423

[3] Nathan, M. I.: Recombination radiation and stimulated emission in GaAs. Solid State El. vol 6 (1963) S. 425—434

verspiegelten Endflächen eines Rubinlasers. Die Seitenflächen des Injektionslasers sind dagegen aufgerauht oder abgeschrägt, um eine unerwünschte Lichtemission in Querrichtung zu verhindern.

In dem Energieschema, dem sogenannten Bändermodell ist angedeutet, wie sich die Elektronen auf die innerhalb des Valenz- und des Leitungsbandes möglichen Energiezustände verteilen.

Wird ein Injektionslaser nach Bild 1 an eine Stromquelle angeschlossen, so beobachtet man bei geringen Strömen eine nahezu richtungsunabhängige Strahlungsemission („spontane" Emission), deren spektrale Verteilung im Bild 4 (unterste Kurve) für einen auf 77 °K abgekühlten Induktionslaser aus GaAs dargestellt ist. Es handelt sich dabei um eine Strahlung im nahen Ultrarot, mit einem Maximum bei 8400 Å und einer Halbwertsbreite, die etwa der doppelten thermischen Energie bei 77 °K entspricht, also rund 100 Å beträgt.

Steigert man den durch den Laser fließenden Strom geringfügig, so ist eine stromproportionale Zunahme der Gesamtintensität festzustellen; jedoch ändert sich zunächst nichts an der spektralen Verteilung. Erst bei Überschreitung einer bestimmten Stromdichte, der Schwellenstromdichte I_T, setzt die für den Lasereffekt charakteristische stimulierte Emission ein. In der spektralen Verteilung tritt dann eine zusätzliche Spitze (obere Kurve in Bild 4) auf, deren Intensität mit wachsendem Strom außerordentlich stark zunimmt, so daß bei sehr hohen Stromdichten die „stimulierte" Emission vollkommen überwiegt.

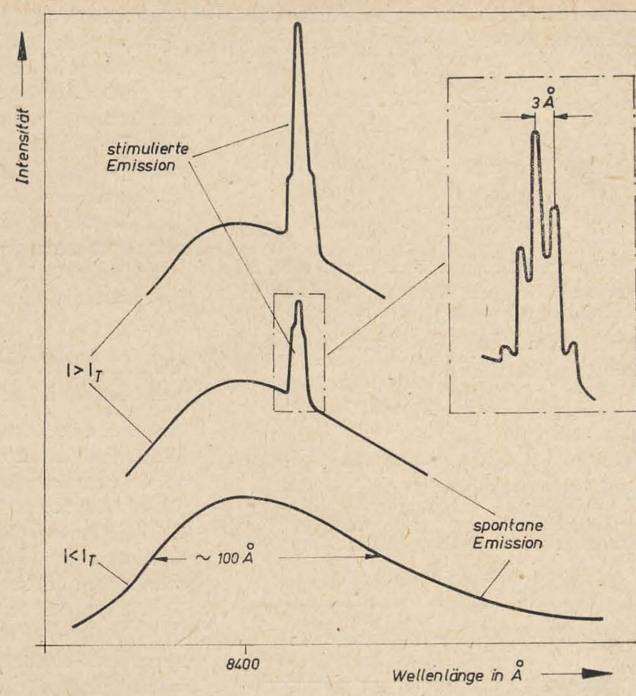


Bild 4: Spektrale Verteilung der Lichtemission beim Ga-As-Laser bei Stromdichten unterhalb und oberhalb der Schwellenstromdichte

Gleichrichter ohne Ladekondensator

KLAUS K. STRENG

Allgemeines

In Netzgleichrichtern für Rundfunkgeräte findet man unmittelbar hinter dem Gleichrichter einen Ladekondensator, d. h. einen Kondensator, der sich während der Stromflußzeiten des Gleichrichters auf eine Gleichspannung auflädt und während der Zeiten, in denen der Gleichrichter nicht leitet, sich entlädt. Die gesamte Berechnung des Gleichrichters berücksichtigt den Ladekondensator [1]. Man nennt die Betriebsart des Gleichrichters mit Ladekondensator auch „Gleichrichter mit Belastung auf Gegenspannung", weil während der Sperrphase des Gleichrichters die Spannung des Ladekondensators in Sperrichtung zusätzlich am Gleichrichter liegt. Da insbesondere auch während der Ladezeit des Kondensators ein großer Spitzenstrom durch den Gleichrichter fließt, beansprucht die Belastung auf Gegenspannung den Gleichrichter besonders stark. Dieser Spitzenstrom wird bestimmt durch die Spannung, auf die der Kondensator in der Sperrphase entsprechend dem Lastwiderstand entladen wurde, durch die Spitzenspannung und durch den niedrigen Gleichrichter-Durchlaßwiderstand. Belastung auf Gegenspannung tritt auch bei Gleichrichtern in Batterieladegeräten auf. Jedoch fehlt hier — im Gegensatz zum Gleichrichter mit Ladekondensator — der hohe Spitzenstrom während der Ladezeit (s. u.).

Legt man im Gegensatz zur Schaltung im Bild 1 also einen Belastungswiderstand ohne Ladekondensator in den Gleichrichterkreis (Bild 2), so ändern sich die Arbeitsbedingungen des Gleichrichters grundlegend. Zunächst einmal erkennt man dies aus der Form der durchgelassenen Gleichspannung (Bild 3). Der Gleichstrom bzw. die Gleichspannung hinter dem Gleichrichter besteht aus sinusförmigen Halbwellenstromstößen, die entweder einmal (Einphasen- oder Einweggleichrichter) oder zweimal (Zweiphasen- oder Zweiweggleichrichter) während jeder Periode der Wechselspannung auftreten. Der Durchlaßstrom kann hier — im Gegensatz zur Schaltung mit Ladekondensator — nicht größer werden, als der Quotient aus der Spitzenspannung und der Summe von Durchlaß- und Verbraucherwiderstand.

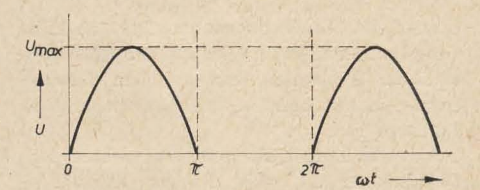


Bild 3: Kurvenform der vom Gleichrichter durchgelassenen Gleichstromimpulse in der Schaltung gemäß Bild 2

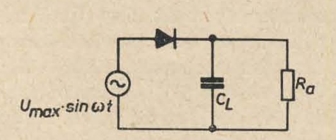


Bild 1: Prinzipschaltung des Gleichrichters mit Ladekondensator (Einphasengleichrichtung)

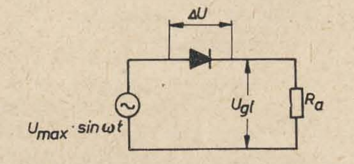


Bild 2: Prinzipschaltung des Gleichrichters ohne Ladekondensator (Einphasengleichrichtung)

Berechnung der Gleichspannung hinter Gleichrichtern ohne Ladekondensator

Der Mittelwert der Gleichspannung hinter Gleichrichtern ohne Ladekondensator ergibt sich aus der Integration der Sinushalbwellen im Bild 3. Für die Einphasengleichrichterschaltung gemäß Bild 2 bzw. mit der Strom-

kurve gemäß Bild 3 läßt sich folgende Beziehung aufstellen:

$$U_{gl\,mittel} = \frac{1}{2\,\pi} \int_0^{\pi} U_{max} \sin \omega t \; d\,(\omega t) \qquad (1)$$

Die Auflösung ergibt

$$U_{gl\,mittel} = \frac{U_{max}}{\pi} \approx 0{,}318\; U_{max} \qquad (2)$$

Bei der Zweiphasengleichrichtung treten zwei Stromstöße in einer Wechselspannungsperiode auf, deren Elektrizitätsmengen sich addieren. Der Mittelwert der Gleichspannung ist deshalb

$$U_{gl\,mittel} = \frac{2\,U_{max}}{\pi} \approx 0{,}636\; U_{max} \qquad (3)$$

Der Gleichrichter liefert also den arithmetischen Mittelwert der Wechselspannung als Gleichspannung. Dies ist ein weiterer wesentlicher Unterschied gegenüber dem Gleichrichter mit Ladekondensator. Dort ist die Gleichspannung oft größer als der Effektivwert der Wechselspannung vor dem Gleichrichter, und im Leerlauf erreicht sie sogar den Spitzenwert U_{max}.

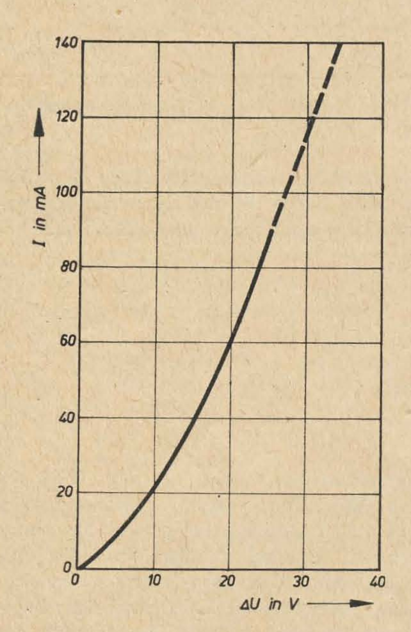


Bild 4: Strom-Spannungs-Kennlinie eines typischen Röhrengleichrichters (EZ 80) nach [5]

Bei den bisherigen Betrachtungen wurde der Gleichrichter als völlig lineares Glied betrachtet, das keinen Widerstand aufweist. Diese Vorstellung trifft natürlich nicht zu. Die Nichtlinearität der Stromspannungskennlinie des Gleichrichters (Beispiel im Bild 4) wirkt sich besonders bei kleinen gleichzurichtenden Spannungen aus. Bei größeren Spannungen (etwa für die Gleichrichtung der Anodenbetriebsspannung in kleinen Sendern oder großen Verstärkern) ist der Spannungsabfall im Gleichrichter so klein gegenüber der Gleichspannung hinter dem Gleichrichter, daß die Nichtlinearität der Gleichrichterkennlinie bedenkenlos außer acht gelassen werden kann.

Die Brummspannung hinter dem Gleichrichter ohne Ladekondensator ist wesentlich verschieden von der hinter Gleichrichtern mit Ladekondensator. Eine Fourieranalyse der Kurvenform der Gleichstromimpulse hinter dem Gleichrichter [2] [3] zeigt, daß im Spektrum des Zweiphasengleichrichters die geradzahligen Harmonischen der Wechselspannung auftreten, bei Einphasengleichrichtung zusätzlich die Grundwelle. Aus Bild 3 ergibt sich bereits, daß die Brummspannung hinter Gleichrichtern ohne Ladekondensator wesentlich größer sein muß als hinter Gleichrichtern mit Lade-C. Der Spitzenwert der Brummspannung ist genauso groß wie die Gleichspannung selbst, da ja die Gleichspannung in den Strompausen des (der) Gleichrichter(s) zu Null wird.

Vergleich der Gleichrichterschaltungen mit und ohne Ladekondensator

Auf Grund der bisherigen Vergleiche zwischen Gleichrichtern mit und ohne Ladekondensator würde sich eine eindeutige Überlegenheit des Gleichrichters mit Ladekondensator ergeben. Seine bisher angeführten Vorteile sind auch der Grund, warum diese Art von Gleichrichterschaltungen in Rundfunkgeräten und kleinen Verstärkern durchweg zu finden ist. Doch auch der Gleichrichter ohne Ladekondensator hat einige entscheidende Vorteile, die seine Anwendung in bestimmten Fällen empfehlen. So weisen z. B. alle Gleichrichter mit Ladekondensator eine mehr oder weniger starke Abhängigkeit der Gleichspannung vom entnommenen Gleichstrom auf. Diese Abhängigkeit ist nicht allein durch den Ohmschen Innenwiderstand der Gleichrichterschaltung bedingt, sondern eine Funktion des Ladekondensators bzw. des Stromflußwinkels durch den Gleichrichter. Deshalb ändert sich die Gleichspannung hinter dem Gleichrichter von U_{max} (Leerlauf) bis auf etwa $0{,}6 \cdots 0{,}8\; U_{max}$, je nach Belastung bzw. Größe des Ladekondensators. Bei Gleichrichtern, die mit gleichbleibender oder annähernd gleichbleibender Last arbeiten, spielt diese starke Stromabhängigkeit der Gleichspannung meist keine Rolle, da man die Schaltung für den mittleren Gleichstrom dimensionieren kann. Anders verhält es sich, wenn die Last während des Betriebes stark schwankt, z. B. in B-Endstufen in Verstärkern bzw. C-Endstufen in Sendern. Während der Aussteuerung, d. h. während jeder Periode der aussteuernden Wechselspannung, ändert sich der Anodenstrom in beiden Fällen beträchtlich. In solchen Fällen schwankt auch die Gleichspannung hinter Gleichrichtern mit Ladekondensator sehr stark, d. h., die Anordnung wirkt so, als habe der Gleichrichter einen großen Innenwiderstand. Das vermindert die von der Endstufe abgegebene Leistung bzw. führt zu erhöhten nichtlinearen Verzerrungen.

Beim Gleichrichter ohne Ladekondensator beträgt der Stromflußwinkel immer π, unabhängig von seiner Belastung. Man kann den verlustbehafteten Gleichrichter für gewisse Betrachtungen durch einen idealen, verlustfreien Gleichrichter und einen Ohmschen Widerstand ersetzen (Bild 5), dessen Wert dem Gleichrichterinnenwiderstand entspricht. Die Ausgangsspannung der Schaltung ändert sich bei Lastschwankungen nur entsprechend dem Spannungsteilerverhältnis von Innen- und Außenwiderstand. Da man den Innenwiderstand durch entsprechende Wahl von Netztransformator und Gleichrichtertyp relativ klein halten kann, bleibt die Spannung hinter einem derartigen Gleichrichter auch bei Schwankungen des Stroms während der Aussteuerung des Verbrauchers relativ konstant. Außerdem war bereits erwähnt worden, daß Gleichrichter ohne Ladekondensator nicht durch die hohen Spitzenströme belastet werden, die bei Gleichrichtern mit Lade-C auftreten. Beides sind Vorteile des Gleichrichters ohne Ladekondensator. Hinzu kommt noch ein weiterer Vorteil:

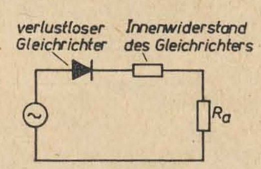


Bild 5: Ersatzschaltung des Gleichrichters, die das Gleichrichterelement durch einen Ohmschen Widerstand ersetzt

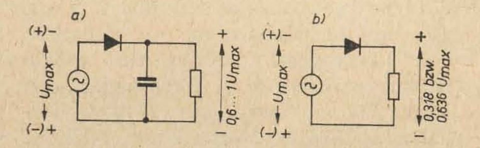


Bild 6: Zur Erklärung der maximalen am Gleichrichter auftretenden Sperrspannung, a) mit Ladekondensator, $U_{gl} = U_{max\sim}$ + Spannung am Kondensator = $U_{max\sim} + [0{,}6 \cdots 1]\, U_{max-}$, b) ohne Ladekondensator, $U_{gl} = U_{max\sim}$, da an K in der Sperrphase keine Spannung liegt

Bild 6a zeigt die Verhältnisse bei Sperrspannung am Gleichrichter mit Ladekondensator. Die Sperrspannung am Gleichrichter ergibt sich aus der Summe des Spitzenwertes der Wechselspannung und der Spitzenspannung am Ladekondensator. Im Extremfall tritt am Gleichrichter die Spitzensperrspannung $2 \cdot U_{max} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_{eff}$ auf. Für diesen Wert ist der Gleichrichter zu dimensionieren (bzw. die Schaltung, wenn der Gleichrichtertyp festliegt). Bild 6b zeigt die Verhältnisse beim Gleichrichter ohne Ladekondensator.

Ein Gleichrichtertyp kann also ohne Ladekondensator bei größeren Wechselspannungen als mit Ladekondensator eingesetzt werden.

Der Gleichrichter mit L-Eingang

In den bisherigen Betrachtungen wurde der Gleichrichter ohne Ladekondensator mit reiner Widerstandsbelastung betrachtet. In Leistungsverstärkern, Sendern usw. muß man jedoch die der Gleichspannung überlagerte Brummspannung sieben, d. h. mindestens einen Siebkondensator verwenden. Dieser lädt sich natürlich während der Stromflußzeiten des Gleichrichters auf den Wert der Gleichspannung auf, d. h., auch während der Sperrphase des Gleichrichters steht an ihm eine Gleichspannung.

Damit dieser Siebkondensator nicht als Ladekondensator wirkt, liegt vor ihm, d. h. zwischen ihm und dem Gleichrichterausgang, eine Induktivität (Drossel), s. Bild 7. Sie sperrt den Weg für die Wechselspannungsimpulse und läßt den Gleichstrom durch. Ihre Größe wird nach [2] wie folgt angegeben:

$$L \text{ in H} \geqq 1{,}06\; R_a \text{ in k}\Omega \qquad (4)$$

Der Siebfaktor der Drossel-Kondensatorkette ergibt sich näherungsweise zu

$$\frac{U_2}{U_1} \approx \omega_{br}^2 LC_s - 1 \qquad (5)$$

Hierin ist für ω_{br} die jeweilige Brummfrequenz aus dem Spektrum einzusetzen, d. h. 2ω, 4ω, 6ω usw. bei Zweiphasengleichrichtern bzw. außerdem ω bei Einphasengleichrichtern (ω ist die Frequenz der den Gleichrichter speisenden Wechselspannung). Die jeweiligen Amplituden der einzelnen Brummkomponenten lassen sich aus einer Tabelle in [4] entnehmen.

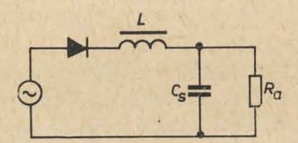


Bild 7: Gleichrichterschaltung ohne Ladekondensator, aber mit LC-Siebkette (Drosseleingang)

Tabelle 1 gibt schließlich die Minimalwerte für die Drosselinduktivität bei den wichtigsten Röhrengleichrichtertypen nach Empfehlungen der Hersteller an [5]. Mit diesen Werten und dem jeweiligen Gleichrichterinnenwiderstand, bzw. dem Innenwiderstand der Wechselspannungsquelle und dem Ohmschen Widerstand der Siebdrossel, läßt sich der Gleichrichter ohne Ladekondensator dimensionieren.

Beispiel

Ein Beispiel zur Veranschaulichung des Rechenganges soll die Betrachtungen über den Gleichrichter ohne Ladekondensator beschließen.

Aufgabe

Ein Gleichrichter ist für $U_{gl} = 320$ V, $I_{gl} = 10 \cdots 60$ mA auszulegen. Als Gleichrichtertyp wird die EZ 80 in Zweiphasengleichrichterschaltung verwendet. Zu bestimmen ist

a) die erforderliche Wechselspannung am Gleichrichter,
b) die Änderung der Gleichspannung bei der angegebenen Änderung des Laststromes,
c) die Größe der Induktivität (Drossel),
d) die Brummspannung hinter der Drossel ($C_s = 16\,\mu F$).

Lösung

a) Der Innenwiderstand der EZ 80 beträgt etwa 300 Ω (Bild 4).

Tabelle 1: Einige Gleichrichterröhrendaten für Schaltungen mit Drosseleingang

Gleichrichtertyp	minimale Induktivität L_{min} in H	maximale Sperrspannung in V	maximaler Dauerstrom in mA
GZ 41	8	1250	70
5 W 4	6	1400	100
5 Z 4	10	1400	125
5 Z 3	10	1550	250
EZ 80 EZ 91	8	1250	90
EZ 90	10	1250	70

Damit wird der Spannungsabfall am Gleichrichter

$$300 \cdot 0{,}06 = 18 \text{ V}$$

bei Vollast (60 mA),

$$300 \cdot 0{,}01 = 3 \text{ V}$$

bei dem Mindeststrom von 10 mA.

Die Gleichrichterschaltung muß so ausgelegt werden, daß bei der größten Last (60 mA) noch eine Gleichspannung von 320 V hinter dem Gleichrichter steht. Die Wechselspannung (Spitzenwert) vor dem Gleichrichter ist folglich

$$\frac{(320 + 18)}{0{,}636} \approx 530 \text{ V}_{max}$$

oder

$$\frac{530}{\sqrt{2}} \approx 376 \text{ V}_{eff}$$

b) Bei kleinstem Strom (10 mA) ist der Spannungsabfall um

$$18 - 3 = 15 \text{ V}$$

geringer, d. h., die Gleichspannung hinter dem Gleichrichter ist um diesen Betrag größer. Sie ändert sich folglich von 320 V auf

$$(320 + 15) = 335 \text{ V}$$

c) Die Größe der Drossel beträgt gemäß [5] (s. Tabelle 1) mindestens 8 H.

d) Der Siebfaktor ist dann

für 100 Hz:
$(6{,}28 \cdot 100)^2 \cdot 8 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-5} - 1 \approx 50$
für 200 Hz:
$(6{,}28 \cdot 200)^2 \cdot 8 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-5} - 1 \approx 200$
für 300 Hz:
$(6{,}28 \cdot 300)^2 \cdot 8 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-5} - 1 \approx 450$ usw.

Bezogen auf die Amplituden der einzelnen Harmonischen der Wechselspannung hinter dem Gleichrichter (siehe Tabelle 2 in 4) lassen sich mit den Werten der Siebfaktoren für die verschiedenen Frequenzen die entsprechenden Brummspannungen ausrechnen. Die Gesamtbrummspannung ergibt sich aus der geometrischen Addition der Spannungen der einzelnen Oberwellen:

$$U_{br\,ges} = \sqrt{U_{100}^2 + U_{200}^2 + U_{300}^2 + \ldots} \qquad (6)$$

Alle vorstehenden Rechnungen wurden unter Annahme eines vernachlässigbar kleinen Innenwiderstandes der den Gleichrichter speisenden Wechselspannung durchgeführt. In Wirklichkeit hat dieser einen endlichen Wert — hier meist den Transformatorinnenwiderstand — der bei den Rechnungen unter a) bzw. b) zum Gleichrichterinnenwiderstand hinzukommt.

Zusammenfassung

Die Berechnung der Gleichrichterschaltung ohne Ladekondensator wurde kurz erläutert, wobei besonders auf die in elektronischen Geräten anzutreffende Gleichrichterschaltung mit Drosseleingang eingegangen wurde. Die Gleichrichterschaltung ohne Ladekondensator wurde mit der Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator verglichen, so wie sie in den Stromversorgungsteilen der meisten nachrichtentechnischen Geräte anzutreffen ist. Dabei zeigt die Gleichrichterschaltung ohne Ladekondensator bezüglich der Abhängigkeit der Gleichspannung vom Laststrom eine gewisse Überlegenheit. Auch hinsichtlich der maximal am Gleichrichter auftretenden Sperrspannung erweist sich der Gleichrichter ohne Ladekondensator als günstig. Ein Rechenbeispiel und eine Tabelle mit speziellen Werten handelsüblicher Gleichrichterröhren mit L-Eingang sollen dem Leser die Berechnung derartiger Gleichrichter erleichtern.

Literatur

[1] Streng, K. K.: Dimensionierungsprobleme bei Netzteilen (1). radio und fernsehen 8 (1959) H. 23 S. 735—737
[2] Tabelle Th 1 bis Th 4 (Mittelseiten). Funk und Ton 2 (1948) H. 6
[3] Laborbuch I. Telefunken GmbH Ulm/Donau 1957
[4] Fahrenberg: Berechnung eines einfachen Siebgliedes mit hohem Siebfaktor. radio und fernsehen 11 (1962) H. 1 S. 27—31
[5] Mikolajczyk: Universal Vade-mecum Röhren und Halbleiter. Panstwowe wydawnictwa techniczne, Warszawa 1960

Thermoelektrische Kühlung

Teil 2 und Schluß

Dr. K. STECKER

Dimensionierung und Betriebsdaten

Aus der Erkenntnis $\alpha = \alpha_p - \alpha_n = 4 \cdot 10^{-4}$ V $\cdot$ grd^{-1} folgt mit Gl. (9a), daß — wir nehmen T_w mit 300 °K ≙ 27 °C an — die maximale Betriebsgleichspannung für ein Element recht klein ist ($U_m = 0{,}12$ V). Zur Berechnung des maximalen Betriebsstromes I_m fehlt uns noch die Kenntnis von R. Dazu greifen wir auf die Gln. (17) und (10) zurück. Wir sehen, daß die Nutzkühlleistung umgekehrt proportional zum Widerstand R ist, d. h.

$$Qn \approx \frac{q}{l} \qquad (25)$$

wenn l die Länge und q der Querschnitt der Schenkel sein soll.

Andererseits ist die Masse M des Halbleiters

$$M \approx q \cdot l \qquad (26)$$

Das Leistungsgewicht — die Halbleitermenge — die für eine bestimmte Kühlleistung aufgewendet werden muß, ist

$$\frac{M}{Qn} \approx l^2 \qquad (27)$$

Man wird also l klein halten. Dem ist jedoch durch die Kontaktgabe eine Grenze gesetzt, denn der Betrieb bedingt metallische Lötverbindungen, bei denen der Übergangswiderstand Halbleiter/Metall (und natürlich auch der des Metalls) klein gegenüber dem Widerstand des Halbleiters sein muß, damit nicht zuviel Stromwärme entsteht, die die Kälteleistung vermindert. Man kann heute diese Halbleiter so kontaktieren, daß der Kontaktwiderstand je cm² Kontaktfläche $< 10^{-5}\,\Omega$ ist. Das erlaubt eine Reduzierung der Schenkellänge auf l = 4 mm. Im Interesse eines niedrigen Leistungsgewichtes und damit geringen Preises (!) wird man auch an diese untere Grenze gehen.

Der Querschnitt wird nach unten hin bei technischen Anwendungen durch die Brüchigkeit des Materials begrenzt, nach oben u. a. durch die dann auftretenden unbequemen großen Betriebsstromstärken. Er wird daher im allgemeinen zwischen 0,1 und 1 cm² liegen.

Nun läßt sich der Widerstand berechnen. Wir nehmen Schenkel mit kreisförmigem Querschnitt von 7 mm Durchmesser (l = 4 mm) an. Dann ist

$$R_S = \varrho \cdot \frac{l}{q} = 10^{-3} \cdot \frac{0{,}4}{0{,}38} \approx 10^{-3}\,\Omega$$

Der Elementwiderstand $R = 2 \cdot R_S$ beträgt somit 2 mΩ.

Mit der Annahme $T_k = 250$ °K ≙ — 23 °C wird nach Gl. (7a)

$$I_m = \frac{\alpha \cdot T_k}{R} = \frac{4 \cdot 10^{-4} \cdot 250}{2 \cdot 10^{-3}} = 50\,\text{A}$$

ΔT ist in unserem Beispiel ($T_w = 300$ °K ≙ 27 °C) gleich 50 °C. Die elektrische Leistung bei diesem Betrieb mit Maximalwerten wäre

$$Qe_m = 0{,}12 \cdot 50 = 6\,\text{W}$$

Aus Gl. (10) erhalten wir

$$Qn_{max} = \frac{16 \cdot 10^{-8} \cdot 9 \cdot 10^4}{4 \cdot 10^{-3}} = 3{,}6\,\text{W}$$

Gl. (12a) liefert

$$\Delta T_{max} = \frac{1}{2} \cdot 3 \cdot 10^{-3} \cdot 6{,}25 \cdot 10^4 = 94\,°\text{C}$$

Aus Gl. (17) folgt

$$Qn = 3{,}6 \cdot \left(\frac{250}{300}\right)^2 \cdot \left[\left(1 - \frac{50}{94}\right) - 0\right] = 1{,}2\,\text{W}$$

Mit Gl. (11) wird die relative thermische Belastung

$$\beta = \frac{1{,}2}{3{,}6} = 0{,}33$$

und mit Gl. (19)

$$\varepsilon = \frac{1{,}2}{6} = 0{,}2$$

Nur in seltenen Fällen wird man jedoch mit $U = U_m$ bzw. $I = I_m$ arbeiten.

Berechnen wir nun einmal die Werte für den Optimalbetrieb (bezüglich der Leistungsziffer ε).

Der Arbeitsfaktor wird nach Gl. (21) mit $Z_E = Z$

$$A = 3 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{350 + 250}{2} = 0{,}825$$

also

$$\sqrt{1 + A} = 1{,}35$$

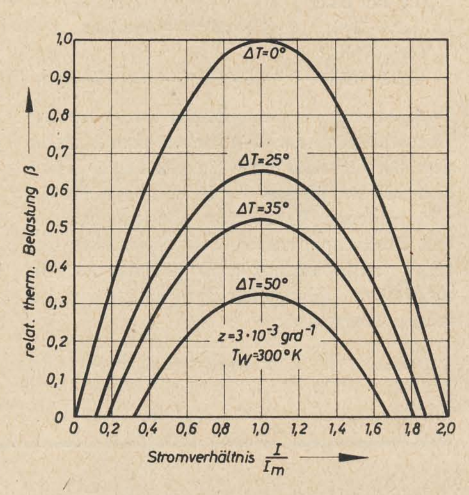


Bild 5: Relative thermische Belastung in Abhängigkeit des Stromverhältnisses mit der Temperaturdifferenz als Parameter

Gl. (20) liefert

$$U_{opt} = 0{,}12 \cdot \frac{50}{300} \cdot \frac{1{,}35}{0{,}35} = 77 \cdot 10^{-3}\,\text{V}$$

Gl. (22) ergibt

$$I_{opt} = 50 \cdot \frac{50}{250} \cdot \frac{1}{0{,}35} = 28{,}6\,\text{A}$$

Die elektrische Leistung wird somit

$$Qe_{opt} = U_{opt} \cdot I_{opt} = 2{,}2\,\text{W}$$

ε_{opt} selbst berechnet sich nach Gl. (23) zu

$$\varepsilon_{opt} = \frac{250}{50} \cdot \frac{1{,}35 - 1{,}2}{2{,}35} = 0{,}32$$

Da

$$\varepsilon_{opt} = \frac{Qn_{opt}}{Qe_{opt}} \quad \text{wird} \quad Qn_{opt} = 0{,}7\,\text{W}$$

was auch aus Gl. (24) folgen würde.

Gegenüber dem Maximalbetrieb liegt die Leistungsziffer um mehr als die Hälfte besser, allerdings würde man praktisch zwei Elemente benötigen, um die gleiche Pumpleistung zu erhalten.

Betrachten wir die Nutzkühlleistung in Abhängigkeit von der Betriebsstromstärke mit der Temperaturdifferenz als Parameter siehe Gl. (17). Um von den geometrischen Dimensionen unabhängig zu werden, tragen wir auf der Abszisse nicht I, sondern $p = I/I_m$ und auf der Ordinate nicht Qn, sondern β auf. Bild 5 zeigt die Zusammenhänge. Man sieht, wie für $p > 1$ die Stromwärme schneller als die Kühlleistung wächst und daß man bei $p = 0{,}7$ gegenüber $p = 1$ schon den weitaus größten Teil der Kühlleistung erhält mit dem Vorteil, daß die elektrische Leistung nur etwa halb so groß ist! Die Kurve $\Delta T = 0$ erreicht bei $p = 1$ in ihrem Scheitel den Wert $\beta = 1$, der für unser Rechenbeispiel Qn = 3,6 W entspricht. Bild 6 läßt den Verlauf der Leistungsziffer erkennen, deren jeweiliges Maximum aus den Gln. (22) und (23) berechnet werden kann. Die drei angenommenen Effektivitäten zeigen deutlich den großen Gewinn bei steigender Materialgüte.

Die Zahlenbeispiele haben uns einen Einblick in die Größenordnung der Betriebs- und Leistungsdaten gegeben. In der Praxis stehen jedoch nicht in allen Fällen Elemente mit $Z = 3 \cdot 10^{-3}$ grd^{-1} zur Verfügung, auch verschieben sich die Werte durch die hier vernachlässigten Temperaturabhängigkeiten.

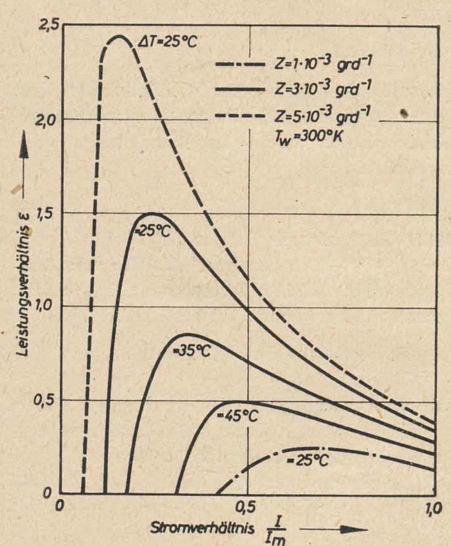


Bild 6: Leistungsverhältnis (Kühlleistungsfaktor) in Abhängigkeit des Stromverhältnisses mit der Temperaturdifferenz und der Effektivität als Parameter

Bild 7 zeigt für die z. Z. in der DDR zur Verfügung stehenden Elemente (Entwicklung und Fertigung: II. Physikalisches Institut der Universität Halle im Auftrag des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O; Verkauf nur über das HFO) bei einer angenommenen Temperatur $T_w = 300$ °K ≙ 27 °C den Zusammenhang zwischen Abkühlung, Stromstärkeverhältnis, relativer thermischer Belastung und Nutzkühlleistung. Die Geraden des mittleren Diagramms sind Mittelwerte. Der gezeichnete Streubereich entspricht den

Fortsetzung auf Seite 499

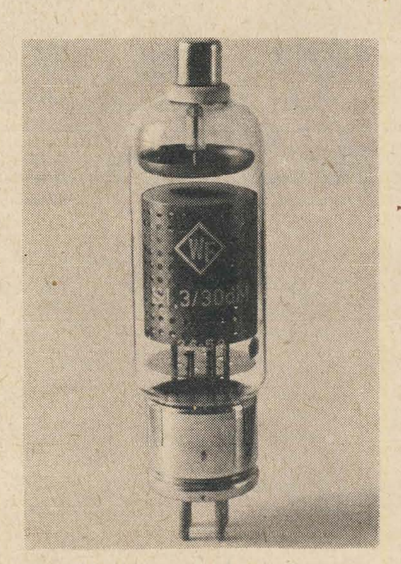
Industriethyratrons S 1,3/10 dV S 1,3/30 dV S 1,3/30 dM S 1,5/40 dV S 1,5/40 dM S 1,5/80 dV S 1,5/80 dM S 1,5/150 dM

Die aufgeführten Thyratrons sind direkt geheizte Glühkatodenröhren mit einem Steuergitter und einer großflächigen Anode. Die Katoden- und Gitteranschlüsse sind am Sockel herausgeführt, der Anodenanschluß befindet sich oben am Kolben.

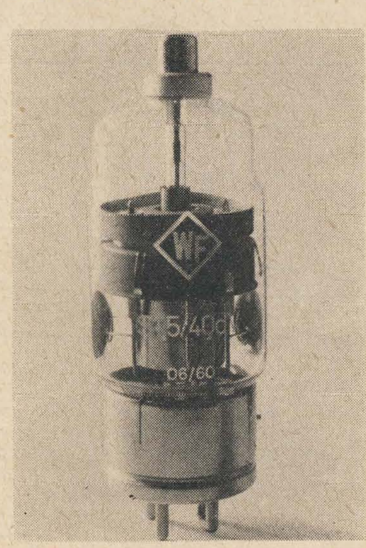
Die Typen S 1,3/10 dV, S 1,3/30 dV, S 1,5/40 dV und S 1,5/80 dV haben eine Edelgasfüllung; die Typen 1,3/30 dM, S 1,5/40 dM, S 1,5/80 dM und S 1,5/150 dM haben eine Mischgasfüllung (Edelgas und Quecksilberdampf).

Die Röhren werden für elektronische Steueranlagen, zur stufenlosen Drehzahlregelung in Vorschubeinrichtungen bei Werkzeugmaschinen, für Wickelvorrichtungen in der Textilindustrie und in Drahtwerken, zur Steuerung von Aufzügen und Fördereinrichtungen usw. verwendet.

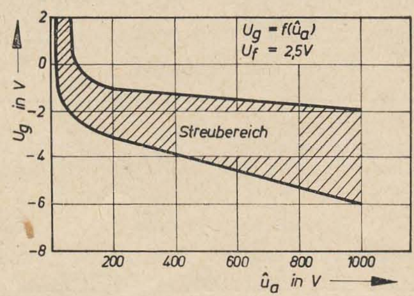
Thyratrons mit Edelgasfüllung können in beliebiger Lage betrieben werden. Dagegen müssen Röhren mit Mischgasfüllung senkrecht stehend mit dem Sockel nach unten eingebaut und betrieben werden. Die Röhren mit Edelgasfüllung haben den weiteren Vorteil, daß sie bei Umgebungstemperaturen von — 55 °C bis + 70 °C eingesetzt werden können, während die Röhren mit Mischgasfüllung einen beträchtlich engeren Temperaturbereich (— 20 °C bis + 45 °C) haben. Der Vorteil der mit Quecksilberdampf gefüllten Röhren ist die größere Lebensdauererwartung.



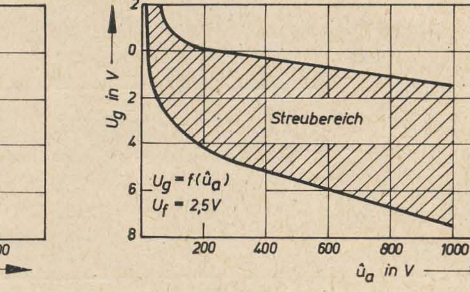
Industriethyratron S 1,3/30 dM



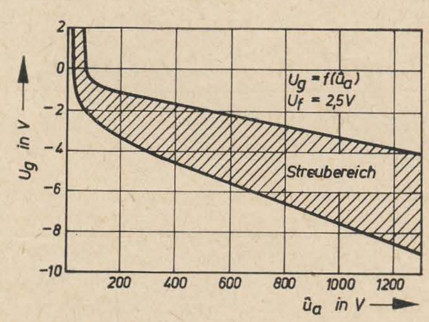
Industriethyratron S 1,5/40 dV



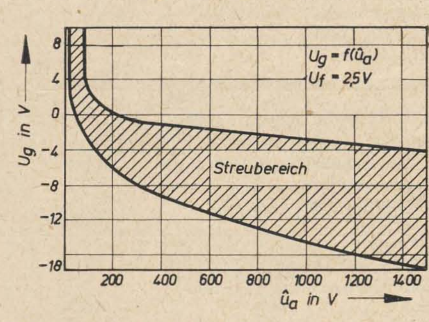
Zündkennlinie S 1,3/10 dV



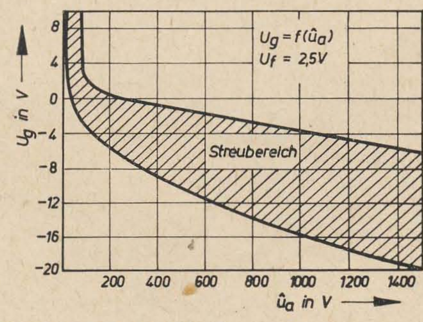
Zündkennlinie S 1,3/30 dV



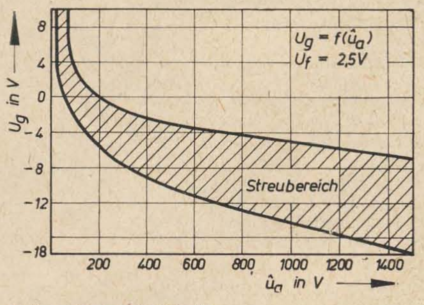
Zündkennlinie S 1,3/30 dM



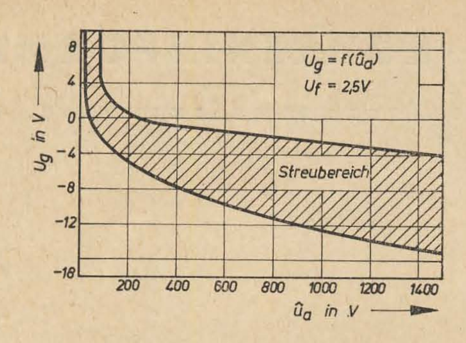
Zündkennlinie S 1,5/40 dV



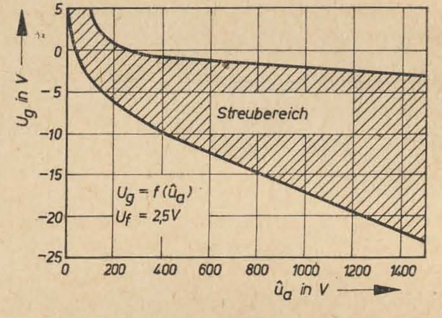
Zündkennlinie S 1,5/80 dM



Zündkennlinie S 1,5/80 dV



Zündkennlinie S 1,5/80 dM



Zündkennlinie S 1,5/150 dM

	S 1,3/10 dV	S 1,3/30 dV	S 1,3/30 dM	S 1,5/40 dV	S 1,5/40 dM	S 1,5/80 dV	S 1,5/80 dM	S 1,5/150 dM
Sockelschaltbild (von unten gegen die Röhre gesehen)								
Maßbild (max. Abmessungen)	$36^{\varnothing}_{-1}$; 133	$42^{\varnothing}_{-1}$; 158	$42^{\varnothing}_{max}$; 158_{max}	$65^{\varnothing}_{max}$; 190_{max}	$65^{\varnothing}_{max}$; $230{,}3_{max}$	$65^{\varnothing}_{max}$; $230{,}3_{max}$	$65^{\varnothing}_{max}$; 280_{max}	$90^{\varnothing}$; 355_{max}
	Mittlerer 4-Stift-Sockel mit Bajonettverschluß	Mittlerer 4-Stift-Sockel mit Bajonettverschluß	Mittlerer 4-Stift-Sockel mit Bajonettverschluß	Super-Jumbo mit Bajonettverschluß	Super-Jumbo mit Bajonettverschluß	Super-Jumbo mit Bajonettverschluß	Super-Jumbo mit Bajonettverschluß	4-Stift-Spezial-Sockel
Gewicht in p	≈70	≈100	≈100	≈300	≈370	≈350	≈400	≈1000
Röhren-Standard	TGL 200-8315	TGL 200-8129	TGL 13646	TGL 12080	TGL 12081	TGL 13648	TGL 13647	TGL 12082
HEIZUNG								
direkt geheizte Oxydkatode								
Heizspannung U_f in V	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Heizstrom I_f in A	≈5	≈9	≈9	≈12	≈11,5	≈21	≈21	≈33
Anheizzeit t_A in s	≧60	≧60	≧60	≧60	≧60	≧60	≧60	≧60
Anheizzeit nach jedem Transport t_A in min			≧30		≧60		≧60	≧60
BETRIEBSWERTE								
innerer Spannungsabfall bei Gleichstrombelastung U_i in V	12	12	12	12	12	12	12	12
Anodenzündspannung U_z in V bei Gitterspannung 0 V	60	60	60	200	200	200	200	200
GRENZWERTE								
Anodensperrspannung (Scheitelwert) $\hat{u}_{a\ sperr\ max}$ in kV	1,3	1,3	1,3	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
steuerbare (positive) Anodenspannung (Scheitelwert) $\hat{u}_{a\ max}$ in kV	1,0	1,0	1,3	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5
Katodenstrom								
Spitzenstrom $\hat{i}_{k\ max}$ in A	10	30	30	40	40	80	80	150
arithm. Mittelwert $\bar{I}_{k\ max}$ in A	1	2,5	2,5	3,2	3,2	6,4	6,4	12,5
Negative Gitterspannung								
bei gelöschter Röhre $-\hat{u}_{g\ max}$ in V	250	250	250	250	250	250	250	250
bei gezündeter Röhre $-\hat{u}_{g\ max}$ in V	10	10	10	10	10	10	10	10
Gitterstrom (Spitzenwert) $\hat{i}_{g\ max}$ in A	0,5	0,5	0,5	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
Gitterstrom ($t_{rg\ max}$ = 1 Per.) $I_{g\ max}$ in A	0,1	0,1	0,1	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Gitterwiderstand $R_{g\ max}$ in kΩ	100	100	100	100	100	100	100	100
$R_{g\ min}$ in kΩ	10	10	10	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
Integrationszeit τ_{max} in s	5	5	5	15	15	15	15	15
Umgebungstemperatur								
$t_{Ugb\ max}$ in °C	+70	+70	+45	+70	+45	+70	+45	+45
$t_{Ugb\ min}$ in °C	−55	−55	−20	−55	−20	−55	−20	−20

radio und fernsehen

13 (1964) H. 16

Lineare Drehwiderstände

Zulässige Belastungen (1)

Labor- und Berechnungsunterlagen

Bd. Rg. 1
Blatt 1

DK 621.317.727.1

1. Vorbemerkung

Die leistungsmäßige Bemessung von Festwiderständen bereitet i. allg. keine Schwierigkeiten. Bei der Berechnung der erforderlichen Nennleistung von Drehwiderständen müssen jedoch einige Zusammenhänge beachtet werden.

2. Definitionen

Lineare Schichtdrehwiderstände (Bild 1)

Bei diesen besteht zwischen Widerstand und Drehwinkel ein linearer Zusammenhang (Bild 1).

2.1. Endwert R_s

Dies ist der max. einstellbare Widerstand zwischen Anfangslötfahne A und Schleiferlötfahne S (Bild 2a).

2.2. Gesamtwiderstand R_g

Dies ist der Widerstandswert zwischen Anfangslötfahne A und Endlötfahne E bei Anschlagstellung des Schleifers am niederohmigen Ende (Bild 2b).

2.3. Endanschlagwert R_e

Dies ist der Widerstandswert zwischen der Endlötfahne E und der Schleiferlötfahne S in Endanschlagsstellung des Schleifers (Bild 2c). Dieser Wert ist bei linearer Teilung $R_e \leq \sqrt{R_g}$ und kann in der Regel vernachlässigt werden.

2.4. Nennlast N

Sie ist die Belastbarkeit, für die der Schichtdrehwiderstand bemessen ist. Sie bezieht sich auf eine bestimmte Bauelemente-Umgebungstemperatur und gilt für den größten Drehwinkel α_{max} des Drehwiderstandes und somit für den Endwert R_s.

2.5. max. zulässige Nennlast

Sie bezieht sich auf den Gesamtwiderstand R_g, der unter Einbeziehung der Auslieferungstoleranz identisch ist mit dem Nennwiderstand R_N.

2.6. max. zulässige Spannung U_{max}

Für die max. zulässige Spannung U_{max} zwischen Anfangslötfahne A und Endlötfahne E gilt

$$U_{max} = \sqrt{N \cdot R_g} \qquad (1)$$

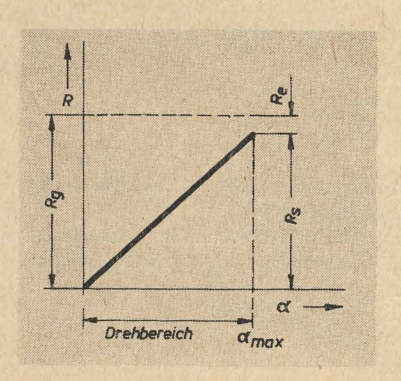


Bild 1

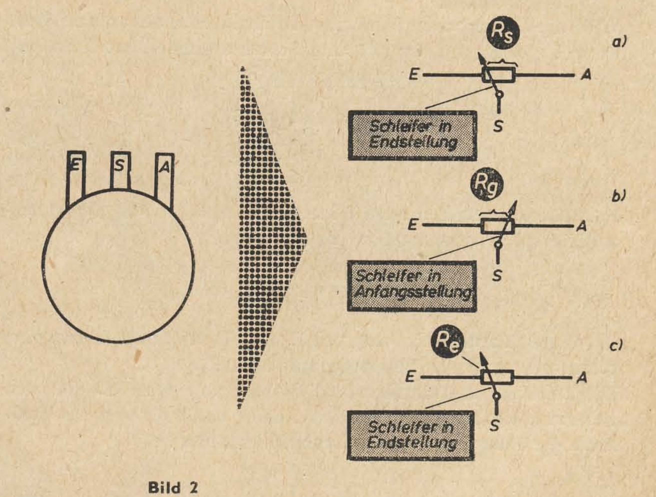


Bild 2

2.7. Teillast N_R

Bei linearen Drehwiderständen mit konstanter spezifischer Belastung der Widerstandsbahn ist für andere Drehwinkel eine diesem Drehwinkel proportionale Belastung zulässig.

$$N_R = N \cdot \frac{\alpha}{\alpha_{max}} \qquad (2)$$

3. Verwendung als regelbarer Vorwiderstand (Bild 3)

Bei Verwendung als regelbarer bzw. stetig veränderbarer Vorwiderstand (Stromregler) muß ein Drehwiderstand i. allg. auf Grund der geforderten Einstellcharakteristik mit einem Vorwiderstand R_v betrieben werden.
Für jede Einstellung des Drehwiderstandes gibt es hierbei eine bezüglich der Belastung max. zulässige Betriebsspannung $U_{R\,max}$, die nicht überschritten werden darf.
Zur Vermeidung von Überlastungen muß man darauf achten, daß $N_R \leqq N$ für jeden Drehwinkel, d. h. jeden Einstellwert R eingehalten wird.

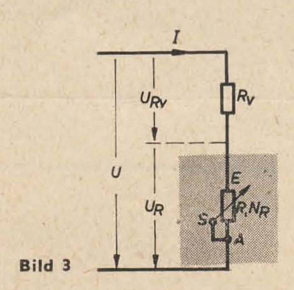


Bild 3

$$N_R = U_R \cdot I = \frac{U^2 \cdot R}{(R_v + R)^2} \qquad (3)$$

N_R ist die Drehwiderstandsbelastung, die beim Durchdrehen ein Maximum bei dem Einstellwert

$$R = R_v \qquad (4)$$

durchläuft. Diese Beziehung findet man durch Nullsetzen von

$$\frac{dN_R}{dR} = \frac{U^2 (R_v + R)^2 - 2 R U^2 (R_v + R)}{(R_v + R)^4} \qquad (5)$$

Es ergibt sich, wenn man Gl. (4) in Gl. (3) einsetzt,

$$N_{R\,max} = \frac{U^2}{4 R_v} \qquad (6)$$

Über dem eingestellten Widerstand R liegt für diesen Fall die halbe Speisespannung.
Ein veränderlicher Widerstand in Verbindung mit einem Vorwiderstand kann niemals eine größere Leistung als bei halber Betriebsspannung aufnehmen (Prinzip der halben Speisespannung). Mit Gl. (2) kann man auf die Nennleistung umrechnen (beachte Bedingung: Einstellwert R bzw. R_g muß proportional dem Winkel α bzw. α_{max} sein).

$$N = N_R \cdot \frac{R_g}{R} \qquad (7)$$

Unter Beachtung von Gl. (4) erhält man

$$N = N_{R\,max} \cdot \frac{R_g}{R_v} \qquad (8)$$

Den Wert für $N_{R\,max}$ eingesetzt ergibt die Nennleistung bzw. Nennbelastbarkeit des Schichtdrehwiderstandes in der genannten Schaltungsart zu

$$N = \left(\frac{U}{R_v}\right)^2 \cdot \frac{R_g}{4} \qquad (9)$$

4. Verwendung als regelbarer Spannungsteiler (Bild 4)

Wird der Gesamtwiderstand eines Drehwiderstandes an eine Spannung U gelegt und der mit dem Schleifer einstellbare Teilwiderstand mit R_L belastet, ergibt sich aus Bild 5

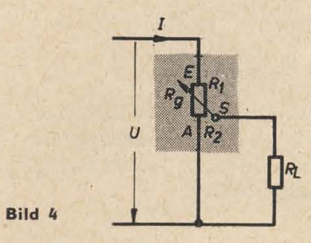


Bild 4

$$R_v = \frac{R_2 \cdot R_L}{R_2 + R_L} \qquad (10)$$

R_v stellt den resultierenden Widerstand aus R_2 und R_L und gleichzeitig den Vorwiderstand für R_1 dar, wobei

$$R_g = R_1 + R_2 \qquad (11)$$

ist. Wegen Parallelschaltung von R_L und R_2 tritt in R_2 immer eine geringere spezifische Belastung auf als in R_1.
Die Leistung im Teilwiderstand R_1 bestimmt demnach die max. Belastung des Drehwiderstandes. Analog zu Gl. (4) liegt das Maximum der Belastung N_{R1} des Drehwiderstandes bei

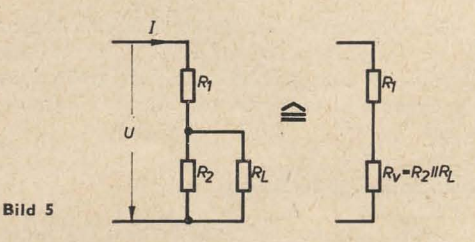


Bild 5

$$R_1' = R_v \qquad (12)$$

Aus den Gln. (10) und (11) erhält man

$$R_1' = \frac{(R_g - R_1') R_L}{R_g - R_1' + R_L} \qquad (13)$$

Aus Gl. (13) ergibt sich mit $K = R_L/R_g$

$$R_1' = \frac{(2K + 1) R_g}{2} (\pm) \sqrt{\left[\frac{(2k + 1) R_g}{2}\right]^2 - K R_g^2} \qquad (14)$$

Der aus Gl. (14) numerisch ermittelte Wert wird nun zur Ermittlung der Nennleistung bei Verwendung als Spannungsteiler in die allgemeingültige Gl. (9) eingesetzt.

$$N = \left(\frac{U}{R_1'}\right)^2 \cdot \frac{R_g}{4} \qquad (15)$$

Fortsetzung von Seite 494

Grenzen $2 \cdot 10^{-3} \leq Z \leq 3 \cdot 10^{-3}$ grd^{-1} für die Effektivität. Temperaturabhängigkeiten werden auch hier vernachlässigt.

Drei Beispiele sollen Bild 7 erläutern.

1. Bei einer geforderten Nutzkühlleistung von 1 W zeigt nach der mittleren Darstellung die Form A ein β von 0,3. Das ergibt nach dem oberen Diagramm für ein gewähltes Stromverhältnis p = 0,7 eine Temperatur der kalten Seite von etwa —18 °C.
2. Es wird t_k = —25 °C gefordert. Für p = 1,0 wird β = 0,2 (unteres Bild). Die Form A kann je Element hierbei mit Qn = 0,8 W und die Form B mit Qn = 0,2 W belastet werden.
3. Es wird eine Temperatur der kalten Seite von t_k = —33 °C gefordert. Eine vorhandene Stromquelle gestattet nur die Anwendung einer Stromstärke von höchstens 9 A. In Frage kommt nur die Form B, deren Maximalstrom mit I_m = 13 A (z. B. HS 123) angenommen sei. Dann wird p = 0,7. Aus der oberen Darstellung folgt β = 0,1. Aus dem mittleren Diagramm ersieht man Qn = 0,1 W. Muß jedoch eine Leistung von 2 W abgepumpt werden, so benötigt man 20 Elemente.

Batterie, Kaskade

Wie wird man diese 20 Elemente des Beispiels 3 anordnen? Bild 8 zeigt im Prinzip die zweckmäßigste Lösung, die man als thermoelektrische Batterie bezeichnet. Die kalten und warmen Verbindungsbrücken (Lötstellen) liegen jeweils für sich in einer Ebene: thermische Parallelschaltung, d. h. Addition der Kühlleistungen der Einzelelemente. Elektrisch sind die Elemente jedoch in Reihe geschaltet, d. h., die Spannungen addieren sich. Das ist für den Betrieb günstig, denn es gibt kaum Spannungsquellen, die Spannungen von etwa 0,1 V bei Strömen von 5 bis 60 A mit gutem Wirkungsgrad liefern. Ab 1 bis 2 V dagegen arbeiten Netzgeräte mit Gleichrichtern bereits zufriedenstellend, auch können Akkumulatoren (Ni-Cd: 1,2 V; Pb: 2,0 V) eingesetzt werden. Thermoelektrische Batterien lassen sich in Kunststoff vergießen, und man erhält recht handliche Kühler (vgl. Bild 9). Allerdings wird hiermit der Wärmeleitwert K durch thermischen Nebenschluß vergrößert und damit die Effektivität proportional herabgesetzt. Man wird daher als Vergußmassen schlecht wärmeleitende Materialien verwenden und durch engen Zusammenbau das Flächenverhältnis von Vergußmasse zum Halbleiter klein halten. Man wendet auch den Hohlverguß an, d. h., nur die sechs offenen Außenflächen der Batterie werden verschlossen.

Es ist auch möglich, Kühlelemente thermisch in Reihe zu schalten. Bei diesen Kaskaden addieren sich die Temperaturdifferenzen der einzelnen Stufen. Die unterste Stufe stellt gegenüber der Ausgangstemperatur eine tiefere her, die den Ausgangswert für die nächste bildet. Dabei wird eine vorangegangene Stufe jeweils mit der elektrischen Leistung und der Nutzkühlleistung der nachfolgenden thermisch belastet. Sie enthält daher gewöhnlich mehr Elemente als die nachfolgende. Mit zweistufigen Kaskaden erreicht man etwa —75 °C, mit dreistufigen kann man unter —100 °C kommen. Bild 9 zeigt eine zweistufige Kaskade in runder Bauform mit Wasserkühlung auf der warmen Seite. Die erste Stufe enthält fünf Elemente, die zweite Stufe ein Element. Bei 35 A (Klemmspannung 0,65 V) erhält man —75 °C.

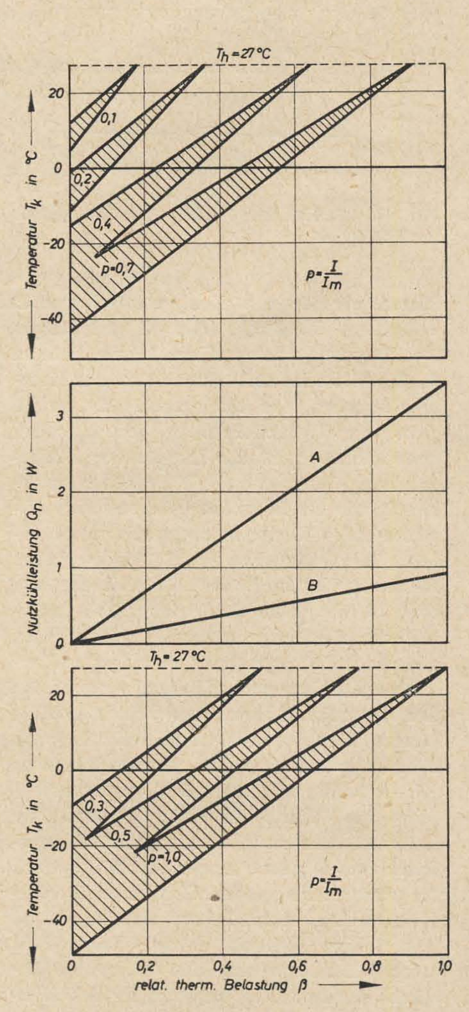


Bild 7: Leistungsdiagramme von Halbleiter-Kühlelementen für T_w = 300 °K ≙ 27 °C

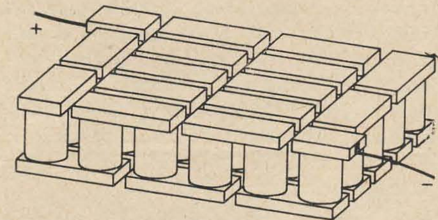


Bild 8: Schematischer Aufbau einer thermoelektrischen Batterie

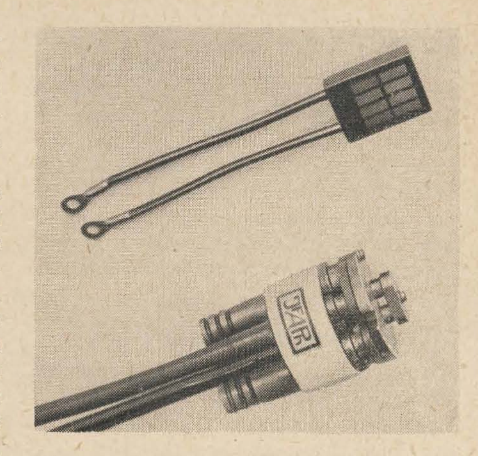


Bild 9: Ausführung einer Kühlbatterie und einer Kaskade

Stromversorgung

Wir hatten soeben die Frage der Stromversorgung bereits kurz gestreift und wollen nun näher darauf eingehen. Die gebräuchlichsten Akkumulatoren wurden bereits erwähnt. Zum Betrieb eines Elementes oder nur sehr weniger sind auch ihre Spannungen noch zu hoch. Für größere Batterien sind sie eine gut geeignete Stromquelle, die einen vollständig „glatten" Strom ohne jede Welligkeit liefert.

Über die erlaubte Welligkeit ist manches nur halb Verstandene geschrieben worden. Sehen wir uns Gl. (7) noch einmal an. Sie ist für einen glatten Strom gültig. Das erste Glied ist die Peltier-Leistung, die proportional dem arithmetischen Mittelwert des fließenden Stromes ist. Das zweite Glied ist die halbe Stromwärme je Zeiteinheit, also proportional zum Effektivwert des Stromes. Bei zunehmender Welligkeit wächst der Effektivwert schneller als der Mittelwert, d. h., die Joulesche Erwärmung steigt stärker an. (Man denke an die Belastung der Schutzwiderstände im Anodenkreis von indirekt geheizten Zweiweg-Gleichrichterröhren!). Zahlenmäßig ergibt sich etwa folgendes Bild: Bei einer Welligkeit von 10% und p = 1 erreichen Nutzkühlleistung und Temperaturdifferenz noch 99% ihrer Werte, die für Akkumulatorenstrom gelten. Mit fallendem p steigt die zulässige Welligkeit an, denn ein Blick auf Bild 5 zeigt, daß man dann mit den Stromspitzen noch nicht so stark in das Maximum oder gar über dieses hinweg gerät. Für p = 0,7 werden ebenfalls 99% der genannten und für dieses Stromverhältnis gültigen Werte noch bei einer Welligkeit von etwa 25% erhalten! Im Kühlleistungsfaktor ε wirkt sich die Welligkeit etwas stärker aus, weil hier der Nenner $U \cdot I$ mit steigender Welligkeit wächst und nicht nur der Zähler (die Nutzkühlleistung) wie eben beschrieben fällt. Man sieht, daß die Welligkeit keineswegs so kritisch ist, wie dies manchmal dargestellt wurde. Trotzdem wird man sie natürlich mit vertretbarem Aufwand einschränken.

Bei am Netz liegenden Stromversorgungsgeräten — ganz gleich welche Phasenzahl verwendet wird — muß man zur Gleichrichtung kleiner Spannungen bei hohem Strom stets die Schleusenspannung des Gleichrichters beachten. Es ist daher einer Zweiweg-Gleichrichtung der Vorzug vor einer Graetz-Schaltung zu geben, bei der die Schleusenspannung zweimal überwunden werden muß. Die Siebung richtet sich nach den Erfordernissen. Bei einer 6-Phasengleichrichtung kann sie entfallen.

Die Bilder 10 und 11 zeigen die Ansicht und Schaltung eines Labornetzgerätes, das von Hand in den angegebenen Grenzen regelbar ist. Das Netzgerät im Bild 12 ist für eine feste Last ausgelegt. Die Schaltung zeigt Bild 13.

Es soll hierbei bemerkt werden, daß man Thermogeneratoren in einfacher Weise — bei allerdings kleinem Wirkungsgrad — zur Strom-

versorgung verwenden kann. Sie liefern bei kleinen Spannungen hohe Stromstärken. Bei nicht zu hohen Betriebstemperaturen (< 150 °C) lassen sich Kühlbatterien als Thermogeneratoren benutzen. Für den Wirkungsgrad ist auch hier die Effektivität verantwortlich. Elemente für diesen Zweck werden allerdings zweckmäßigerweise etwas anders dotiert als Kühlelemente. Für große Temperaturdifferenzen werden völlig andere Substanzen eingesetzt.

Wärmeaustausch und Konstruktion

Auf spezielle Fragen des Wärmeaustausches, d. h. die thermische Kopplung von Kühlelement bzw. -batterie mit dem Kühlgut bzw. der Umgebung, kann hier nicht näher eingegangen werden. Es sei nur einiges Grundsätzliches angeführt.

Ein Kühlelement ist eine Wärmepumpe. Es nimmt an der kalten Seite die Nutzkühlleistung auf, die ihm im allgemeinen über einen geeigneten Wärmeaustauscher zugeleitet werden muß, und transportiert sie entgegen dem Temperaturgefälle zur warmen Seite. Dort wird sie zusammen mit der elektrischen Leistung wieder über einen Wärmeaustauscher abgegeben. Der Wärmeaustauscher auf der kalten Seite muß also dimensioniert sein für Qn, der auf der warmen Seite für Qn + Qe. Der Wärmeaustausch kann z. B. durch Siedekühlung (sehr gute Übertragung!), Flüssigkeitskühlung (im allgemeinen Wasser), Zwangsbelüftung oder Luftkonvektion erfolgen. Für den letztgenannten Fall kann man als sehr groben Richtwert bei 7 °C Übertemperatur eines Rippenkühlers gegenüber Zimmerluft eine Fläche von etwa 30 cm² je W veranschlagen.

Bei Batterien kommt ein weiteres Problem hinzu. Soll jeweils eine Seite der Batterie mit einem Wärmeaustauscher in einem „Stück" versehen werden, so darf dieser keinen elektrischen Kurzschluß verursachen. Die notwendige elektrische Isolation verschlechtert jedoch auch immer den Wärmekontakt. Dünne Kunststoffschichten oder Glimmer sind hier zweckmäßig. Die schädlichen mikroskopischen

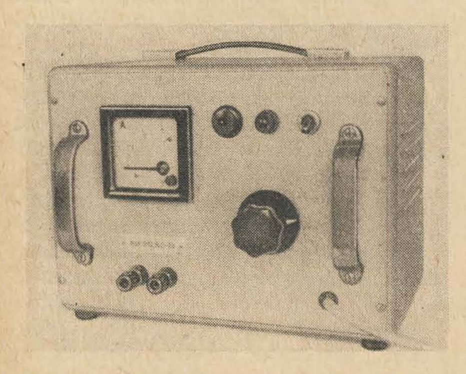


Bild 10: Ausführungsform eines regelbaren Stromversorgungsgerätes

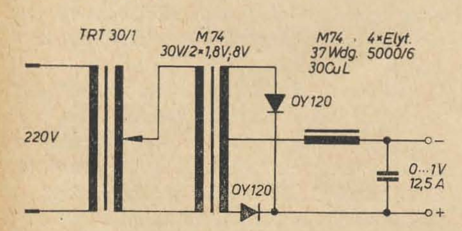


Bild 11: Schaltung des Stromversorgungsgerätes von Bild 10

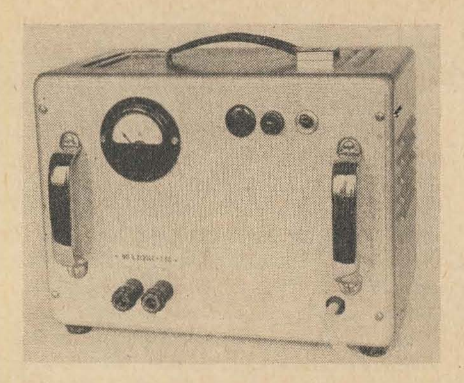


Bild 12: Ausführungsform eines Stromversorgungsgerätes

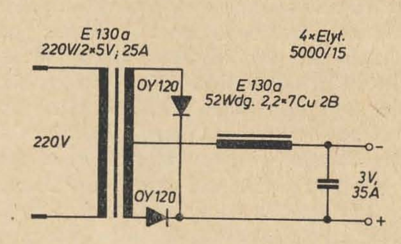


Bild 13: Schaltung des Stromversorgungsgerätes von Bild 12

Luftpolster werden durch Ansprengen mit Silikonfett vermieden. Man kann aber auch jedem einzelnen Element seinen eigenen Wärmeaustauscher geben, der dann aufgelötet werden kann und guten Wärmekontakt zum Element hat. Diese Kühlfahnen müssen dann aber gegen mechanische Kräftebeanspruchung (Stoß, Schlag) gesichert werden. Diese Art hat sich beispielsweise auch bei Kühlung mit Leitungswasser bewährt, solange die Versorgungsspannung der Batterie unter der elektrolytischen Zersetzungsspannung bleibt. In manchen Fällen wird die Verwendung nichtleitender Flüssigkeiten zur Wärmeübertragung möglich sein.

Beim Betrieb von elektronischen Kühlern treten funktionsbedingte Kräfte in und an den Halbleiterkörpern auf, die ihre Ursache in den Temperaturdifferenzen zwischen den warmen und den kalten Lötverbindungen Halbleiter/Metall haben. Diese Reaktionskräfte sind um so größer, je größer die Unterschiede zwischen den Ausdehnungskoeffizienten der Halbleiter und der verwendeten Metalle und je größer die Temperaturdifferenzen sind. Auch bei genauer Abstimmung der Ausdehnungskoeffizienten entstehen diese Kräfte in und an den Halbleiterkörpern als Folge der Temperaturgradienten in Richtung des elektrischen Stromes. Größenordnungen von 60 kp je Halbleiterkörper sind dabei nicht ungewöhnlich. Durch besondere Verfahren werden die Halbleitermaterialien so strukturiert, daß sie den funktionsbedingten mechanischen Belastungen gewachsen sind. Es ist aber zu beachten, daß die mechanische Festigkeit der Halbleiterkörper (spröde Materialien) auch unter Einbezug der Kontaktierungsschichten (diffusionshemmende Zwischenschichten) beträchtlich unter der von gleichdimensionierten Metallkörpern liegt. Es werden daher vom Hersteller zu den in der DDR hergestellten Elementen für den Aufbau von thermoelektrischen Kühlanordnungen Richtlinien angegeben, deren Beachtung zu einwandfrei arbeitenden Geräten führt.

Anwendungen

Die Anwendung der thermoelektrischen Kühlung umfaßt ein weites Spektrum. Da nahezu am häufigsten die Frage nach dem thermoelektrischen Haushaltskühlschrank gestellt wird, wollen wir uns mit dieser Anwendungsmöglichkeit kurz befassen. Entscheidend ist hier der Wert von ε_{opt} vgl. Gl. (23), wenn auch gleich betont werden muß, daß die Wärmeaustauschprobleme die Verhältnisse komplizieren und bedingen, daß die Lösung nicht so einfach wie Gl. (23) wird. Wir nehmen jedoch einmal Gl. (23) als gültig an und zerlegen diese Formel in zwei Faktoren. Der erste Faktor $T_k/\Delta T$ ist die Leistungsziffer des idealen Carnotprozesses und der zweite — er enthält neben den Temperaturen die Effektivität — ist bedingt durch die Art der Kälteerzeugung. Er ist als „spezifischer Faktor" B im Bild 14 in Abhängigkeit von Z für zwei in der Kältetechnik übliche Prüfbedingungen dargestellt. Ein Absorberschrank hat B $\approx 0{,}06$, was $Z \approx 2{,}5 \cdot 10^{-3}$ grd^{-1} entspricht (obere Kurve). Damit ergibt sich eine Konkurrenzfähigkeit — bezogen auf ε — der thermoelektrischen Kühlung zum Absorber bereits mit den heute bekannten Materialien.

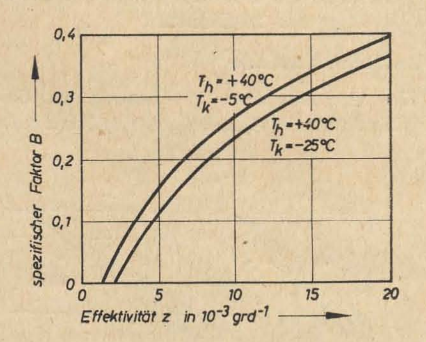


Bild 14: „Spezifischer Faktor" in Abhängigkeit der Effektivität

Setzen wir für den Kompressorschrank B = 0,13 an, so folgt, daß Z mindestens $7 \cdot 10^{-3}$ grd^{-1} (untere Kurve) sein müßte. In der Wirtschaftlichkeit ist also das Kompressorsystem noch überlegen. Je kleiner die geforderte Nutzkühlleistung jedoch wird, desto günstiger ist der Einsatz der Peltier-Kühlung, denn hier ist ε praktisch unabhängig von der Baugröße, während man Absorber- oder Kompressoraggregate nicht beliebig klein herstellen kann. Als ungefähre Richtzahl läßt sich eine Kälteleistung von etwa 30 W (≙ 26 kcal/h) angeben, unterhalb der die thermoelektrische Kühlung den anderen Kälteerzeugungsverfahren überlegen ist. Zieht man zur Bewertung noch das Leistungsgewicht heran, so verschiebt sich die Grenze zugunsten der Peltier-Kühlung zu höheren Leistungen, denn thermoelektrische Kühlbatterien sind sehr leicht. Weitere Vorteile wie Wartungsfreiheit, geräuschloser Lauf und wahrscheinlich unbegrenzte Lebensdauer werden jedoch in speziellen Fällen auch für größere Anlagen den Einsatz von Peltier-Kühlern als zweckmäßig erscheinen lassen. So ist z. B. in den USA ein Atomunterseeboot mit einer Kühlanlage aus 8640 Elementen bestückt worden. Die Abmessungen des Kühlers betragen 1,53 × 0,305 × 1,14 m³; er hält einige Tonnen Lebensmittel im gefrorenen

bzw. gekühlten Zustand. In beweglichen Objekten (Schiffen, Flugzeugen, Raketen, Lastkraftwagen und Personenkraftwagen) wird die thermoelektrische Kühlung offenbar bereits in großem Umfang erprobt. Die Frischhaltung leicht verderblicher Güter und die Klimatisierung stehen dabei im Vordergrund. So ist aus der Sowjetunion bekannt geworden, daß dort z. B. LKW's mit Kühlzellen ausgerüstet wurden, in denen wärmeempfindliche Medikamente transportiert werden können (für die Feldchirurgie von besonderer Wichtigkeit). Auch der Transport von gekühltem Bullensperma für die künstliche Besamung ist dort auf diese einfache Weise mit bestem Erfolg durchgeführt worden. Eine weitere landwirtschaftliche Anwendung aus der Sowjetunion sei hier gleich erwähnt: der thermoelektrische Milchkühler in einer Molkerei. In den USA werden thermoelektrische Geräte angeboten, die Kindermilchflaschen gekühlt halten und nach vorgewähltem Programm zeitlich nacheinander auf +37 °C temperieren. Hier wird die Möglichkeit ausgenutzt, durch Stromumkehr zu kühlen oder zu heizen. Es gibt bereits Lebensmittelverkaufsautomaten mit Peltier-Kühlung, auch Kaffeeautomaten, bei denen das Konzentrat zur Erhaltung des Aromas gekühlt wird und die anfallende Wärme gleich zur Vorwärmung des Wassers dient. Sektkühler, Eiswürfelbereiter in Hotelzimmern und Servierwagen mit Kühl- und Wärmefächern gehören zum Komfortsektor der Kältetechnik, zu dem auch das Kühlfach im PKW oder die Camping-Kühlbox zum Anschluß an die Autobatterie — oder an das Netz — zu rechnen ist. Die Klimatisierung des Innenraumes von PKWs wird bereits auf diese Art erprobt, wobei mit einem Thermogenerator außerdem die Abwärme der Auspuffgase genutzt wird.

Ein thermoelektrischer Kühlschrank wird durch Stromrichtungsumkehr zum Wärmeschrank. In sehr vielen Forschungs- und Prüflaboratorien wird ein solches Gerät, was sich leicht automatisch regeln und programmieren läßt, am Platze sein. Damit befinden wir uns in dem weiten Anwendungsgebiet der Labortechnik, für die gerade die leichte Wählbarkeit des Vorzeichens der Temperaturdifferenz (gegenüber der Umgebung) sowie deren Konstanthaltung von großer Wichtigkeit ist. Es können hier nur ohne nähere Erläuterung einige Beispiele genannt werden: Tauchkühler (analog dem Tauchsieder), Thermostate für Kammern und Bäder, Gefrierpunktmeßgeräte, Taupunkthygrometer, künstliche Eispunkte für Temperaturmessungen mit Thermoelementen, Gefriermikrotome, Kühlung von Strahlungsempfängern zur Verminderung des Rauschens, Mikroskop-Kühl(Heiz-)tisch, Präparatekühlung im Vakuum (Röntgen- oder Elektronenbeugungsuntersuchungen) oder thermoelektrische Dampfstrahlsperren in Diffusionspumpen zur Vermeidung anderer Kühlmittel, deren Verwendung ständige Wartung bedingt. Die Fülle der Aufgaben im Laboratorium wird sicher noch manche Anwendung bringen, an die heute noch nicht gedacht wird.

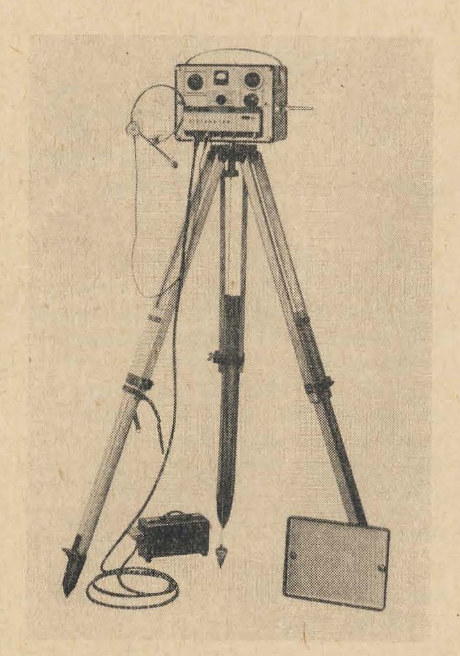
In der Elektrotechnik besteht sehr oft das Problem der Kühlung, denn die Miniaturisierung der Bauelemente verkleinert zwar das Bauvolumen stark, aber nicht immer geht im gleichen Maß der Wärmeanfall zurück. Bei Verwendung von Halbleiterbauelementen ist meist eine Schranke der oberen Umgebungstemperatur gegeben, die nicht überschritten werden darf. Die Kühlung des ganzen Gerätes, von Baugruppen oder Bauelementen wird hier Abhilfe schaffen können. Damit ist zugleich die Möglichkeit einer evtl. stärkeren Belastung eines Einzelelementes oder seiner Temperaturstabilisierung gegeben. Für die Konstanthaltung der Temperatur von Schwingquarzen oder Referenzbauteilen wird in vielen Fällen ein einziges Peltier-Element ausreichend sein.

Die schon in der Labortechnik zu Tage getretene Möglichkeit der punktförmigen Kühlung hat auch in der Medizintechnik bereits Eingang gefunden. Mit kleinen Peltier-Kühlern hat man in der Sowjetunion bei Operationen die Nervenreizleitung durch Kühlung unterbrochen. In den USA ist eine thermoelektrische Kühldecke patentiert worden, die z. B. bei Fieberkranken anstelle von Wadenwickeln verwendet werden könnte. Hier wie bei der örtlichen Kühlung (Eisbeutel) am menschlichen Körper ist mit der Stromstärke eine leichte Dosierbarkeit gegeben.

Die hier angeführten Beispiele können nur einen ungefähren Überblick verschaffen über die bereits laufende Applikation. Es wird jedem Wissenschaftler und Techniker überlassen bleiben, sich diese neue Art der Kälteerzeugung für seine speziellen Aufgaben dienstbar zu machen. Eine Anleitung zur Prüfung dieser Frage sollte der Sinn des vorliegenden Artikels sein.

Die Entfernungsmeßeinrichtung „Distameter"

Von der Fa. Grundig wurde eine Entfernungsmeßeinrichtung auf elektronischer Grundlage zum Vermessen größerer Strecken entwickelt. Das hier angewandte Meßverfahren beruht nicht wie beim Radarverfahren auf der Laufzeitmessung eines reflektierten Funkstrahles, sondern auf der Messung der Gruppenlaufzeit einer elektromagnetischen Welle zwischen zwei an den Endpunkten der zu vermessenden Strecke aufgestellten Sende/Empfangsgeräten. Von der Postverwaltung



Ansicht einer Station des „Distameter" auf Dreifuß-Stativ (Grundig)

wurde für diesen Zweck der für den nichtnavigatorischen Ortungsfunkdienst vorgesehene Frequenzbereich zwischen 10,25 und 10,45 GHz ($\lambda = 2{,}87 \cdots 2{,}93$ m) freigegeben. Die erzielbare Meßgenauigkeit ist außerordentlich hoch; so lassen sich beispielsweise bei entsprechenden atmosphärischen Bedingungen und quasi-optischer Sicht Strecken von 50 km Länge bis auf 6 cm genau vermessen.

Die Entfernungsmeßanlage, von der das Bild eine Ansicht zeigt, besteht aus zwei kombinierten Sende/Empfangsgeräten. Sie sind miteinander völlig identisch und können auf Stative mit ⁵/₈-Zollgewinde geschraubt werden. Das Ausrichten der Geräte ist nicht sehr kritisch; selbst bei Messungen über große Distanzen haben einige Grad Abweichung keinen Einfluß auf das Meßergebnis. Für Schrägstreckenmessungen läßt sich ein Dreh/Neigekopf verwenden.

Die Stromversorgung erfolgt durch eine getrennt vom Gerät aufzustellende Gleichstromquelle von 12 V (beispielsweise zwei Autobatterien von je 6 V). Als Antenne genügt für kürzere Entfernungen ein Stielstrahler; zum Vermessen größerer Entfernungen als 5 km wird mit einem 35-cm-Parabolspiegel gearbeitet.

Ohne Montage- bzw. Aufstellzeit dauert eine Messung nur etwa 10 s. Die Anzeige der Entfernung erfolgt numerisch. Über die zur Messung benutzte Trägerfrequenz besteht zugleich Sprechverbindung mit der Gegenstation. Obwohl die Einrichtung für einen Meßbereich von 50 m bis 50 km ausgelegt sind, lassen sich durchaus auch ganz kurze Strecken bis zu wenigen Metern vermessen. Desgleichen kann man sie bei günstigen Bedingungen auch für größere Distanzen, bis zu etwa 100 km Entfernung, verwenden.

Die Anlage ist vor allem bei der Planung großräumiger Projekte (Straßen, Brücken, Bahnlinien, Stauwerke usw.) von großer Bedeutung. Beim gleichzeitigen Einsatz von drei Distametergeräten sind auch für größte Räume Dreiseiten-Messungen durchführbar, so daß man auf Winkelmessungen völlig verzichten kann. Selbst bei der Landvermessung durch Anwendung von Aerobildern leisten elektronische Entfernungsmesser wertvolle Dienste. Mit Ausnahme des auf einfache Weise auswechselbaren Reflex-Klystrons ist das Distameter volltransistorisiert. Die einzelnen Baugruppen sind im Bedarfsfall leicht auswechselbar.

Technische Daten

Meßbereich:	50 m ··· 50 km
Meßgenauigkeit:	±(2 cm + Distanz · 10^{-6})
Anzeige:	digital, in cm
Frequenz und Abstimmbereich:	10,35 GHz ± 100 MHz

A. Tewes

Ein Transistorsuper mit Kurzwellenbereich für Auto, Reise und Heim

Ing. B. ENGEL und Ing. H. ENGEL

Der bereits in [1] beschriebene Transistorsuper zeigte während eines 1½jährigen Einsatzes sowohl als Portable als auch als Autosuper zufriedenstellende Empfangsergebnisse. Um dem Wunsch nach höherer Empfindlichkeit zu entsprechen und den Empfang des KW-Bandes zu ermöglichen, wurden Versuche durchgeführt, die zur Weiterentwicklung des Gerätes führten und in der folgenden Beschreibung dargestellt werden.

Der Beitrag soll keine Bauanleitung in der üblichen Art und Weise sein. Es soll auf Grund der dargestellten Überlegungen und Versuche einen ernsthaften Amateur befähigen, bei ähnlichen Aufgaben entsprechend vorzugehen und ihm beim Bau eines ZF-Verstärkers helfen, die ZF-Filter selbst zu berechnen und zu wickeln.

Da sich die Verbesserungen gegenüber dem in [1] beschriebenen Gerät nur auf den ZF- und HF-Teil erstrecken und der Aufbau beibehalten werden kann, ist die Änderung eines bereits aufgebauten Gerätes leicht durchführbar.

Die Erhöhung der Empfindlichkeit erfolgt durch Einbau anderer ZF-Spulen und anderer Spulenkörper für die Permeabilitätsabstimmung, dabei wurde der Einbau des Kurzwellenteils mit durchgeführt.

Erhöhung der ZF-Empfindlichkeit

Unter Beibehaltung des Aufbaus und der verwendeten Transistoren ist die Erhöhung der Empfindlichkeit nur durch Änderung der vorhandenen ZF-Spulen zu erreichen. Zuerst erfolgte der Bau einer zweiten ZF-Platine mit den gleichen Abmessungen und Bauteilen wie im beschriebenen Gerät. Dann wurden Versuche durchgeführt, ein höheres L/C-Verhältnis als bisher und damit eine höhere Leerlaufgüte der ZF-Einzelkreise zu erreichen. Dabei ist aber zu berücksichtigen, daß bei einer bestimmten Güte der Spulen die Neutralisation des ZF-Verstärkers sehr schwierig wird. Durch Einbau der geänderten Spulen in die Versuchs-ZF-Platine konnte der Einfluß der Spulengüte auf die Notwendigkeit der Neutralisation bei jeder Änderung überprüft werden. Die Spulengüte, bei der die Neutralisation noch sehr einfach ist — ein Kondensator von 50 pF von Basis zu Basis — wurde als Maximum der erreichbaren Empfindlichkeit angesehen. Zur Erreichung eines höheren L/C-Verhältnisses ist die Erhöhung der Windungszahl der ZF-Einzelkreise notwendig. Aus gebrauchten Industrie-AM-Bandfiltern wurden Ferritabschirmhülsen mit einem Innendurchmesser von etwa 9 mm und 14 mm Länge ausgebaut. Diese Ferrithülsen ermöglichen bei Verwendung des im Bild 6 gezeigten 3-Kammer-Körpers eine größere Windungszahl als bisher. In der Tabelle 1 werden die erreichbaren Gütewerte bei Verwendung dieser Hülse dargestellt. In Spalte 1 sind zum Vergleich die bisherigen Werte der ZF-Spulen aufgeführt.

Tabelle 1

Spalte	HF-Litze	Windungszahl	Kreis-C	erreichbare Güte
1	10×0,05 CuLS	120	500 pF	100
2	10×0,07 CuLS	150	350 pF	120
3	10×0,05 CuLS	165	300 pF	160
4	20×0,04 CuL	300	60 pF	200

Die Tabelle 1 zeigt deutlich die Erhöhung der Güte bei Vergrößerung der Windungszahl, also bei Veränderung des L/C-Verhältnisses. Bei Verwendung von Spulenkörpern mit drei Kammern erhöht sich durch die geringere Wicklungskapazität die Güte der Spulen von z. B. $\varrho = 110$ auf $\varrho = 120$. Auch die Koppelwicklung stellt eine Dämpfung der Leerlaufgüte der Spulen dar, deshalb erhielten die ZF-Spulen zwei Anzapfungen. Bild 1 zeigt die Schaltung einer ZF-Stufe.

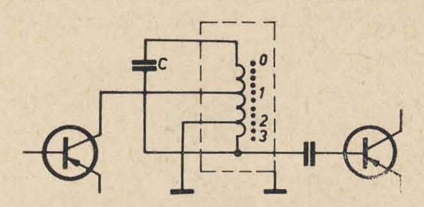


Bild 1: Prinzipschaltung einer ZF-Stufe

Der mechanische Aufbau der Einzelkreise erfolgt so, daß der Fuß der Wickelkörper vier Löcher mit etwa 1,2 mm ∅ erhält, durch die die Anschlüsse der Spule hindurchgeführt werden (Bild 6).

Da es nicht in jedem Fall möglich sein wird, das gleiche Spulenmaterial zu verwenden, sollen nun die nötigen Messungen und die Berechnungen der Spulen beschrieben werden.

Berechnung der ZF-Spulen

Bild 2 zeigt die Schaltung des ZF-Teils. Zur Berechnung der ZF-Spulen sind folgende Werte notwendig:

a) Kreiskapazität C, Leerlaufgüte ϱ_0, Windungszahl

b) Zahl der Kreise n, Eingangswiderstand K_{Re} des Folgetransistors, Resonanzfrequenz f_z, Ausgangswiderstand K_{Ri} des Vortransistors, gewünschte Bandbreite B_{ges}

Die unter b) genannten Werte sind in jedem Falle vorgegeben. Die unter a) angeführten Werte sollen durch einen Wickelversuch ermittelt werden, da sie vom verwendeten Wickelkörper stark abhängig sind.

Zu diesem Zweck wird ein Wickelkörper — z. B. entsprechend Bild 6 — vorbereitet und so bewickelt, daß die Ferrithülse noch überzuschieben geht. Beim 3-Kammer-Körper ist jede Kammer erst vollzuwickeln, ehe man auf die nächste Kammer übergeht. Diese Versuchsspule wird natürlich ohne Anzapfungen ausgeführt. Dann wird nach dem Verzinnen der Anschlußlitzen der Einzelkreis komplett montiert, d. h. Ferrithülse und Abschirmbecher aufgeschoben und der Abstimmkern auf Mittelstellung eingestellt. Nun wird die Spule mit einem Gütefaktormesser gemessen. Es können der zur Erreichung der Resonanzfrequenz von 470 kHz nötige Parallelkondensator und die Spulengüte abgelesen werden. Steht kein Gütefaktormesser zur Verfügung, kann mittels eines Meßgenerators und eines Röhrenvoltmeters oder Oszillografen die höchste Resonanzspannung zur Ermittlung des nötigen Kondensators gemessen werden. Am Absinken der höchsten Resonanzspannung auf den $1/\sqrt{2}$-fachen Wert läßt sich die Bandbreite B_0 messen, aus der dann nach der Beziehung

$$\varrho_0 = \frac{\Delta f}{B_0}$$

die Güte zu errechnen ist. Bei dieser Art der Messung muß darauf geachtet werden, daß Meßgenerator und Indikator mit möglichst kleinem Koppelkondensator (< 2 pF) mit der Spule verbunden werden, um eine Verfälschung des Meßergebnisses zu verhindern.

Die gemessenen Werte sollen ungefähr denen in Tabelle 1, Spalte 3 entsprechen. Die Werte können durch Windungszahl und verwendete HF-Litze stark beeinflußt werden.

Durch diese Versuche liegen die Windungszahl, der nötige Parallelkondensator sowie die Leerlaufgüte fest. Nun werden mit den bekannten Gleichungen und den vorgegebenen Werten die notwendigen Anzapfungen errechnet.

Kreiskapazität	C	$= 300$ pF
Leerlaufgüte	ϱ_0	$= 160$
Windungszahl	W_{Krs}	$= 3 \times 55$ Wdg.
Resonanzfrequenz	f_z	$= 470$ kHz
Zahl der Kreise	n	$= 3$
Eingangswiderstand	K_{Re}	$= 10^3\ \Omega$
Ausgangswiderstand	K_{Ri}	$= 30 \cdot 10^3\ \Omega$
gewünschte Bandbreite	B_{ges}	$= 4 \cdot 10^3$ Hz

Folgende Werte müssen errechnet werden:

$$B_0 = \frac{f_z}{\varrho_0} = \frac{470 \cdot 10^3}{160} = 2{,}93\ \text{kHz} \qquad (1)$$

Betriebsbandbreite des Einzelkreises

$$B_1 = \frac{B_{ges}}{\sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} = \frac{4 \cdot 10^3}{\sqrt{\sqrt[3]{2} - 1}} = 7{,}85\ \text{kHz} \qquad (2)$$

Das Übersetzungsverhältnis $ü_1$ kennzeichnet das Verhältnis Gesamtwindungszahl zu Anzapfung zum Kollektor des Vortransistors.

$$ü_1 = \sqrt{C_{Krs} \cdot K_{Ri} \cdot B_1 \cdot \pi \left(1 - \frac{B_0}{B_1}\right)} \qquad (3)$$

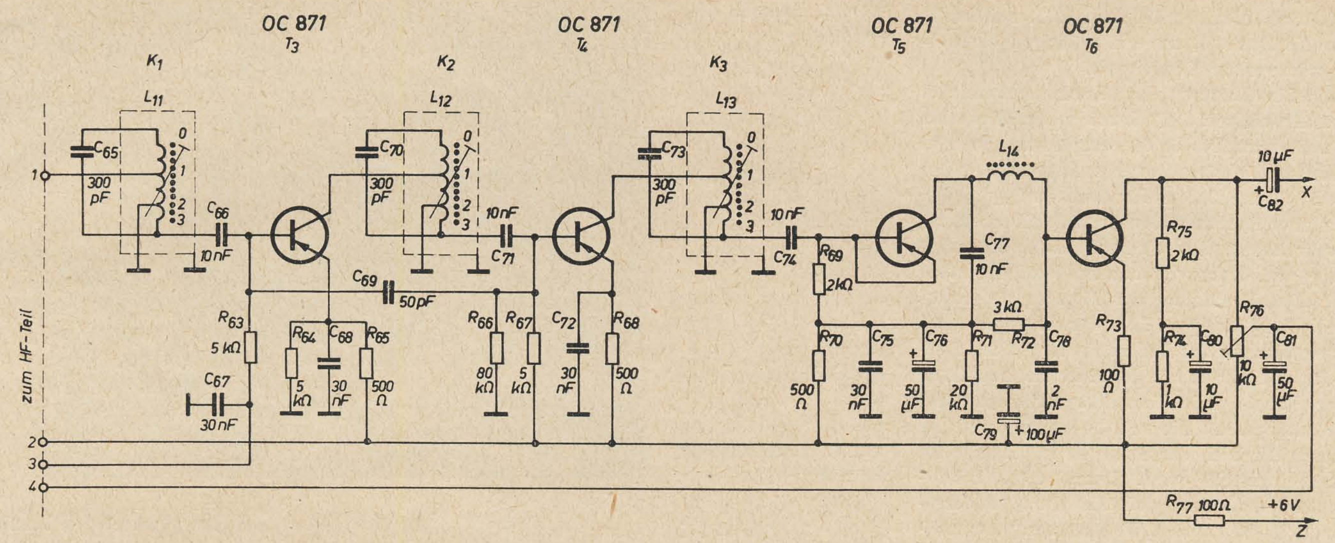


Bild 2: Schaltung des ZF-Teils

$$ü_1 = \sqrt{300 \cdot 10^{-12} \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 7{,}85 \cdot 10^3 \cdot \pi \left(1 - \frac{2{,}93}{7{,}85}\right)}$$

$$ü_1 = 0{,}37$$

Das Übersetzungsverhältnis $ü_2$ — Verhältnis der Gesamtwindungszahl zur Anzapfung für die Basis des Folgetransistors — errechnet sich aus

$$ü_2 = ü_1 \cdot \sqrt{\frac{K_{Re}}{K_{Ri}}} = 0{,}37 \cdot \sqrt{\frac{10^3}{30 \cdot 10^3}} = 0{,}055 \qquad (4)$$

Beim ZF-Kreis K_3 tritt als Folgebelastung der Transistor T_5 (Diode) in Reihe mit dem Transistor T_6 auf. Der Eingangswiderstand h_{11e} des OC 871 beträgt bei 1 kHz etwa 4 kΩ; parallel dazu liegen die Widerstände R_{69} bis R_{72}, so ergibt sich der Belastungswiderstand der Diode $R_{Belastung}$.

Bei Reihenschaltung der Diode mit dem Belastungswiderstand gilt

$$R_{Diode} = \frac{R_{Belastung}}{2}$$

Es wirkt also als Folgebelastung des Kreises K_3 der halbe Belastungswiderstand, d. h., es ergibt sich nach der Berechnung ein Widerstand R_{Diode} von etwa 1 kΩ. Deshalb wird der ZF-Kreis K_3 mit den gleichen Wickeldaten wie K_1 und K_2 ausgeführt.

Die Gesamtwindungszahl W_{Kr3} ist bekannt, und die Anzapfungen können berechnet werden. Nun sind die Spulen nach Bild 1 entsprechend zu wickeln. Die Anzapfungen werden als Schlaufen herausgezogen und erst nach dem Wickeln verzinnt. Man beginnt die Wicklung beim Anschluß 0, bringt unter Beachtung der gleichmäßigen Füllung der Kammern 105 Wdg. auf und erreicht den Anschlußpunkt 1 (Anschluß des Kollektors des Vortransistors). Nach weiteren 51 Windungen erreicht man den Punkt 2 (Erdpunkt) und nach Aufbringung der letzten 9 Windungen den Punkt 3 (Anschluß der Basis des Folgetransistors). Der Aufbau des ZF-Teils erfolgt mit diesen Spulen nach der Schaltung im Bild 2. Der zur Neutralisation verwendete Kondensator C_{69} genügt allen Anforderungen.

Der Widerstand R_{66} wird noch nicht eingebaut, der Basisspannungsteiler wird vorerst durch ein 100-kΩ-Potentiometer ersetzt. Der Abgleich sowie die Arbeitspunkteinstellung erfolgen mit dem HF-Teil zusammen.

HF-Teil mit Kurzwellenbereich

Bild 3 zeigt die Schaltung des HF-Teils. Zur Erhöhung der Vorselektion bei Mittelwelle

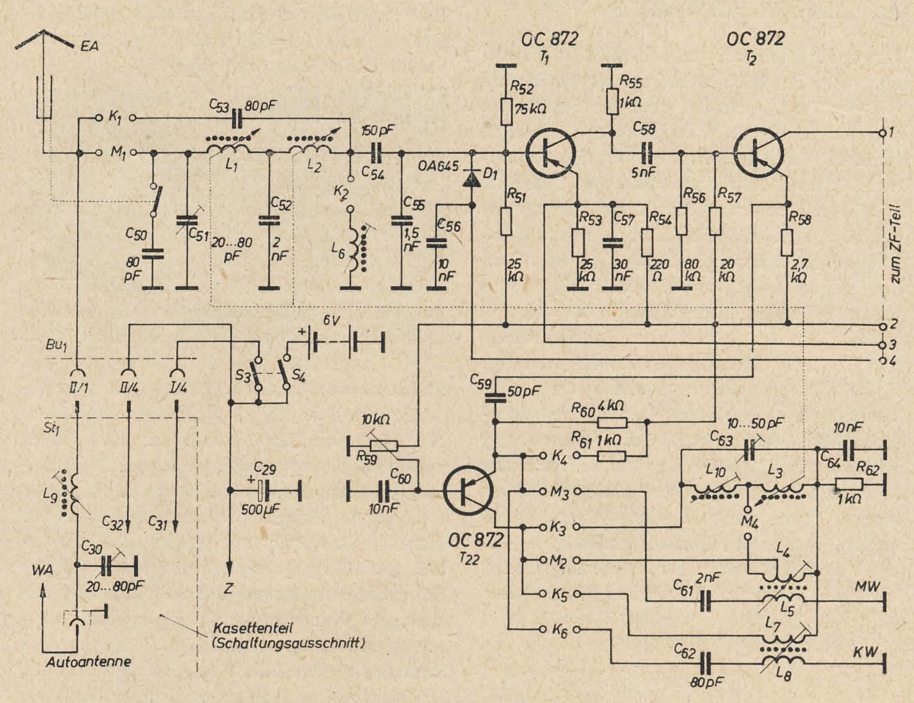


Bild 3: Schaltung des HF-Teils

wird der bisherige einfache Vorkreis durch ein fußpunktgekoppeltes Bandfilter ersetzt. Da Versuche die Verwendungsmöglichkeit der Transistoren OC 872 für den Empfang des 49-m-Bandes bestätigten, eine selbstschwingende Mischstufe bei dieser Frequenz jedoch nicht mehr einwandfrei schwingt, erhält der HF-Teil einen separaten Oszillatortransistor T_{22}. Dies hat außerdem den Vorteil, daß sowohl Mischtransistor T_2 als auch Oszillatortransistor T_{22} jeweils auf den günstigsten Arbeitspunkt eingestellt werden können, ohne daß man, wie es bei einer selbstschwingenden Mischstufe der Fall ist, auf Schwingeigenschaft und Mischverstärkung gleichzeitig Rücksicht nehmen muß.

Vorkreise mit Transistor T_1

Betrachten wir zuerst den HF-Teil bei Schaltstellung Mittelwelle. Alle mit „M" gekennzeichneten Kontakte des Wellenschalters sind geschlossen. Die Antennenenergie gelangt bei Portablebetrieb von der Antenne EA bzw. bei Autobetrieb von der Antenne WA über Bu II/1 auf den Schalter M_1. Der an M_1 liegende Kondensator C_{50} wird durch den eingeschobenen Antennenstab EA bei Wagenbetrieb abgeschaltet. C_{50} gleicht bei Betrieb außerhalb des Wagens die Kapazität der Autoantenne nebst Kabel und Trimmer C_{30} aus. Auf M_1 folgt das zur Abstimmung dienende Bandfilter, das sich aus C_{30} (bzw. der Kabel- und Antennenkapazität), L_1, C_{52}, L_2 und der Reihenschaltung C_{54}, C_{55} zusammensetzt. Die Kondensatoren C_{54} und C_{55} passen

den niederohmigen Eingang des Transistors T_1 an die Spule L_2 an und erübrigen die Verwendung einer Koppelspule.
Bei Einschaltung des Kurzwellenbereiches werden die mit „K" bezeichneten Kontakte geschlossen. Die Antennenspannung gelangt bei Portablebetrieb von der Antenne EA über den Schalter K_1, den Kondensator C_{53} und den Schalter K_2 zum heißen Ende der Kurzwellenvorkreisspule L_6, die auf Mitte des empfangenen Kurzwellenbandes fest eingestellt ist. Bei Benutzung des Gerätes als Autoradio liegt die Spule L_9 in der Antennenzuleitung kurz vor der Buchse Bu II/1 in der Kassette und bildet mit der Antennenkapazität, der Kabel- und Trimmerkapazität und der Schaltkapazität bis zu L_6 einen π-Kreis, der durch Abgleich der Spule L_9 auf Bandmitte fest eingestellt wird. Durch diese Schaltmaßnahme erhöht sich die Kurzwellenempfindlichkeit durch „Wegstimmen" der Antennen- und Schaltkapazitäten ganz wesentlich. Bei Mittelwellenempfang hat die Spule L_9 keinen Einfluß, sie braucht daher nicht abgeschaltet zu werden. Die Kreise L_9 und L_6 sind breitbandig genug, sie brauchen bei Empfang nur eines KW-Bandes nicht stetig abgestimmt zu werden. Der Vorstufentransistor T_1 ist mittels RC-Kopplung mit dem Mischtransistor T_2 verbunden, und die Umschaltung etwaiger Zwischenkreise beim Bereichswechsel entfällt.

Oszillatorstufe mit Transistor T_{22}

Der Oszillatortransistor schwingt in Basisschaltung. Bei Mittelwelle legt M_4 die Mittelwellenspule L_4 parallel zum abstimmbaren Kreis L_3, C_{63}. Die Rückkopplungsspule L_5 wird durch M_2 mit dem Emitter von T_{22} verbunden. Der Emitterwiderstand beträgt 4 kΩ, der Kollektorstrom etwa 0,35 mA. Bei Kurzwellenempfang legt K_5 die Kurzwellenspule L_7 parallel zum Schwingkreis L_3, C_{63}. Die Rückkopplungsspule L_8 wird durch K_6 eingeschaltet. Der Schalter K_4 legt R_{61} parallel zu R_{60}. Dadurch steigt der Kollektorstrom von T_{22} auf etwa 2 mA. Damit schwingt T_{22} bei allen Einstellungen der Spule L_3 mit ausreichender Amplitude. Sollte bei Inbetriebnahme des Gerätes die Schwingung nicht einsetzen, ist der verwendete Transistor als Oszillator ungeeignet und muß gegen einen anderen vom gleichen Typ ausgetauscht werden. Durch die Parallelschaltung L_3—L_7 ergibt sich eine starke Bandspreizung, die es ermöglicht, auch bei fahrendem Wagen ohne

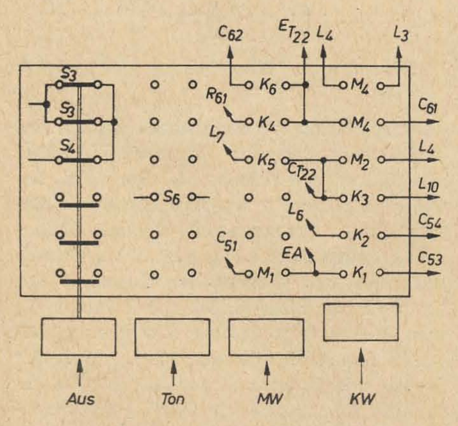
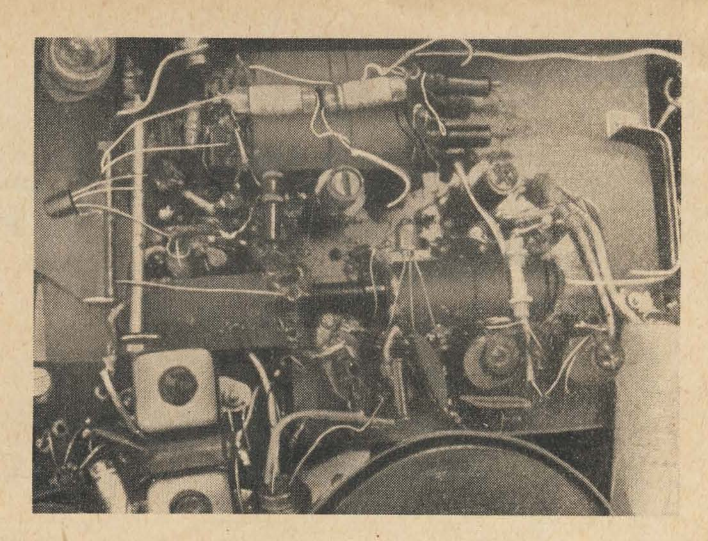
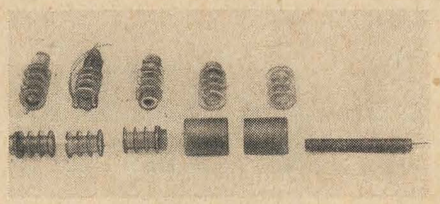


Bild 4: Verdrahtung des Tastenschalters


Bild 5: Aufbau des HF-Teils


Bild 6: Einzelteile der Spulenkörper

Schwierigkeiten die Kurzwellensender einzustellen.
Die Oszillatorfrequenz wird über C_{59} auf den Emitter des Mischtransistors eingespeist. Das am Kollektor von T_2 entstehende Mischprodukt $f_e + f_0 = f_z$ wird dann den ZF-Verstärkerbauteilen zugeführt.

Aufbau des HF-Teils

Der Aufbau des HF-Teils erfolgt auf einer Hartgewebeplatte, die über dem Tastenschalter befestigt wird und sämtliche Bauelemente trägt. Dazu ist es notwendig, den Tastenschalter komplett vorzuverdrahten. Bild 4 zeigt den Schaltplan. An allen nötigen Anschlüssen wird je ein blanker Schaltdraht senkrecht nach oben mit einer Länge von etwa 20 mm angelötet. Vor dem Verdrahten des Schalters werden alle Lötfahnen flach umgebogen, um eine geringe Bauhöhe zu erhalten. Nun wird eine dünne Isolierfolie mit Löchern versehen, die notwendig sind, um die Schalteranschlüsse hindurchzuführen. Diese Folie wird auf den Schalter aufgelegt und dient zur Isolation. Die Aufbauplatte des HF-Teils erhält jetzt die gleichen Bohrungen, so daß die Schalteranschlüsse aus der Aufbauplatte herausragen. Nun werden die drei Variometerspulen sowie $L_4 \cdots L_8$, L_{10} und die übrigen Bauteile, wie im Bild 5 ersichtlich, montiert. Die Verdrahtung soll unter der Aufbauplatte erfolgen. Durch die Zwischenlage der Isolierfolie sind keine Kurzschlüsse zu befürchten.
Die Abstimmkerne werden wie beim bisherigen Aufbau durch Seilzug bewegt, die Umlenkrolle entfällt, ein Blechstreifen mit einer eingedrückten Spur führt die Seile. Bei richtiger Anordnung der Spulenkörper ist eine einwandfreie Abstimmung möglich. Durch Verwendung von Perlonskalenseil können Federn entfallen, und die Seile sind immer straff.
Der durch die Taste „Ton" betätigte Schalter S_6 schaltet eine zusätzliche Gegenkopplung ein, die aus einem Elektrolytkondensator von 1 µF (6 V) und einem Widerstand, dessen Größe entsprechend dem gewünschten Klang bei stehendem Wagen ausgewählt wird, besteht. Diese Gegenkopplung liegt zwischen Trafo 2, Anschluß 7 und der Basis des Transistors T_7 [1].

Berechnung der Schwingkreise und der HF-Vorstufe

Die Spulen für die Permeabilitätsabstimmung sind zum Unterschied zu dem bisherigen Aufbau auf besonders vorbereitete Görler-Spulenkörper gewickelt. Als Abstimmkerne werden wieder die des Autosupers „Schönburg" — die gleichen Kerne sind auch im „Berlin" verwendet — benutzt. Im Bild 6 sind die Einzelteile der Spulenkörper vor der Bearbeitung, nach dem Abdrehen und in Explosivdarstellung gezeigt. Durch Zusammenkleben der drei abgedrehten Spulenkörper erhält man den 9-Kammer-Körper, der mittels Reibahle oder Bohrer die für den Kern genaue Innenbohrung bekommt. Der Abstand Abgleichkern-Wicklung ist sehr gering, er beträgt etwa 0,5 mm. Der Außendurchmesser der Spulenkörper ist etwas überdreht, um je zwei Ferrithülsen aufschieben zu können.
Nun werden acht Kammern des 9-Kammer-Körpers mit je 18 Wdg. 20 × 0,05 CuLS bewickelt. Nach Aufschieben der Ferrithülsen ergeben sich bei Verwendung eines Parallelkondensators von 140 pF je nach Stellung des Abgleichskernes folgende Werte:

Kernstellung	Resonanzfrequenz	Kreisgüte
voll eingeschoben	0,5 MHz	280
etwa Mittelstellung	1 MHz	180
0,5 cm eingeschoben	1,6 MHz	130

Es wurde eine Induktivität von 700 µH bei eingeschobenem Kern erreicht. Die Spulen $L_1 \cdots L_3$ sind gleich groß. Wegen des Gleichlaufes ist es wichtig, daß diese Spulen dieselbe Wicklung erhalten und daß das gleiche Spulenmaterial verwendet wird. Mit den genannten Meßwerten wird nun die Berechnung des HF-Teils durchgeführt.
Bild 7 zeigt die zu berechnende Schaltung der Vorkreise. Da der Kondensator C_{82} relativ groß ist, hat er auf die Berechnung der Parallelkapazitäten wenig Einfluß und ist vernachlässigbar. Wie zu ersehen ist, liegen C_{30}, C_{50} bzw. die Kabel- und Schaltkapazitäten

der Spule L_1 parallel und bestimmen die Resonanzfrequenz. Da die Kabel- und Antennenkapazität etwa 80 pF beträgt, wird die an 140 pF fehlende Kreiskapazität von der Schaltkapazität und dem Trimmer C_{51} dargestellt. Mit C_{51} wird der Vorkreis L_1 bei Portablebetrieb abgeglichen. Die Kreiskapazität für L_2 stellt die Reihenschaltung C_{54}, C_{55} dar. Die Summe muß also 140 pF groß sein, während die Reihenschaltung die Transformation des Schwingkreiswirkwiderstandes auf den Eingangswiderstand von T_1 durchführt. Der Wirkwiderstand des Schwingkreises [2] errechnet sich aus

$$R_0 = \varrho \cdot \omega_0 \cdot L_0$$

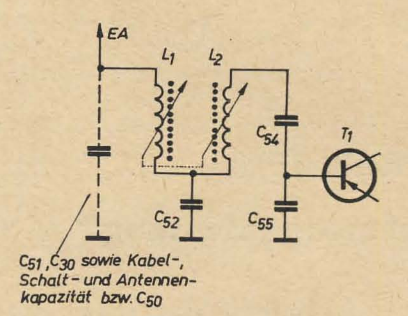


Bild 7: Schaltung der HF-Vorkreise

Dabei werden eine bestimmte Frequenz, die zugehörige Güte und die Induktivität eingesetzt.

Mit den Werten

$\varrho = 180$
$f = 1\,\text{MHz}$
$K_{re\,T_1} = 2\,\text{k}\Omega$
$C = 140\,\text{pF}$

errechnet sich

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 10^{12} \cdot 140 \cdot 10^{-12}} = 180\,\mu\text{H}$$

und

$$R_0 = 180 \cdot 2\pi \cdot 10^6 \cdot 180 \cdot 10^{-6} = 200\,\text{k}\Omega$$

Damit liegt die Größe des Wirkwiderstandes des Schwingkreises fest.

Aus

$$R_0 = \left(\frac{C_{55}}{C_{Krs}}\right)^2 \cdot K_{re\,T_1}$$

errechnet sich

$$C_{55} = C_{Kre}\sqrt{\frac{R_0}{K_{re\,T_1}}} = 140 \cdot 10^{-12}\sqrt{\frac{200 \cdot 10^3}{2 \cdot 10^3}} = 1400\,\text{pF}$$

Gewählt werden 1500 pF.

Da die Summe beider Kondensatoren C_{ges} = 140 pF sein soll, errechnet sich C_{54} aus

$$C_{Krs} = \frac{C_{54} \cdot C_{55}}{C_{54} + C_{55}}$$

$$C_{54} = \frac{C_{Krs} \cdot C_{55}}{C_{55} - C_{Krs}} = \frac{140 \cdot 1500}{1500 - 140} = 144\,\text{pF}$$

Gewählt werden 150 pF.

Bei Kurzwellenempfang wird die Antennenenergie über K_1 und K_2 auf die Kurzwellenspule L_6 eingespeist. L_1 und L_2 sind hierbei ohne Funktion. Die Resonanzfrequenz der Spule L_6 soll in der Mitte des zu empfangenden KW-Bandes bei 6 MHz liegen.

Bei einer Parallelkapazität von 140 pF ergibt sich also

$$L_6 = \frac{1}{(2\pi \cdot 6 \cdot 10^6)^2 \cdot 140 \cdot 10^{-12}} = 5\,\mu\text{H}$$

Für die Spule L_9 wurde ein Wert von 20 µH ermittelt, der nötig ist, um diese Spule auf Bandmitte abzustimmen.

Berechnung der Schwingkreise des Oszillators

Die Oszillatorabstimmspule L_3 entspricht L_1 und L_2. Ihre Induktivität beträgt bei eingeschobenem Abstimmkern (f_e = 500 kHz) 700 µH. Die Größe des Parallelkondensators C_{63} wird mit 0,5 $C_{Vorkreis}$ gewählt, d. h. etwa 70 pF. Dieser Trimmerkondensator dient zur Einstellung der Oszillatorfrequenz bei etwa 1,5 MHz. Die Reihenspule L_{10} erhält eine Induktivität von 10 µH und dient zum Abgleich bei etwa 0,5 MHz.

Die Oszillatorfrequenz f_0 bei einer Empfangsfrequenz f_e = 500 kHz errechnet sich aus

$$f_0 = f_e + f_z = 500\,\text{kHz} + 470\,\text{kHz} = 970\,\text{kHz}$$

Nun kann die aus der Parallelschaltung von L_3 mit L_4 resultierende Induktivität berechnet werden.

$$L_{res} = \frac{1}{(2\pi f)^2 \cdot C} = \frac{1}{(2\pi \cdot 970 \cdot 10^3)^2 \cdot 70 \cdot 10^{-12}} = 383\,\mu\text{H}$$

Die resultierende Induktivität setzt sich zusammen aus

$$L_{res} = (L_3 \,||\, L_4) + L_{10}$$

Da L_{10} = 10 µH angenommen wurde, ist

$$L_{res} = L_3 \,||\, L_4 = 373\,\mu\text{H}$$

Nach der folgenden Gleichung kann L_4 berechnet werden.

$$L_4 = \frac{L_3 \cdot L_{res}}{L_3 - L_{res}} = \frac{700 \cdot 373}{700 - 373} = 800\,\mu\text{H}$$

Die Induktivitäten der Kurzwellenoszillatorspulen können in der gleichen Weise berechnet werden. Dabei wird als tiefste Empfangsfrequenz f_{ek} = 5,9 MHz festgelegt. Die Oszillatorfrequenz beträgt dann

$$f_{ok} = f_{ek} + f_z = 5{,}9\,\text{MHz} + 0{,}47\,\text{MHz} = 6{,}37\,\text{MHz}$$

L_{10} liegt bei Kurzwelle in Reihe zu L_3, also ist $L_3 + L_{10}$ (= 710 µH) der Kurzwellenspule L_7 parallelgeschaltet. Nun wird erst die nötige Induktivität bei Kurzwelle L_{resk} errechnet.

$$L_{resk} = \frac{1}{(2\pi \cdot 6{,}37 \cdot 10^6)^2 \cdot 70 \cdot 10^{-12}} = 9\,\mu\text{H}$$

$$L_{resk} = L_7 \,||\, (L_3 + L_{10})$$

also ist

$$L_7 = \frac{(L_3 + L_{10}) \cdot L_{resk}}{(L_3 + L_{10}) - L_{resk}} = \frac{710 \cdot 9}{710 - 9} = 9{,}12\,\mu\text{H}$$

In der Tabelle 2 sind die genauen Wickeldaten der Spulen angegeben.

Abgleich des Gesamtgerätes

Der Abgleich des Gerätes entspricht im Prinzip dem in [1] Beschriebenen, deshalb soll die Einstellung der Arbeitspunkte und die Kontrolle der Regelspannung nur kurz erwähnt werden.

Einstellung der Transistorarbeitspunkte

Die statt der Widerstände R_{52}, R_{53} und R_{56} eingebauten Regler sollen auf höchsten Widerstandswert eingestellt werden. Zuerst wird T_4 eingelötet (der Abgleich der Schaltung und der Transistoren T_5 und T_6 wird vom bisherigen Aufbau übernommen). In die Kollektorleitung von T_4 wird ein mA-Meter gelegt und ein Strom von etwa 0,2 mA durch R_{66} nach Anschluß einer 6-V-Batterie eingestellt. Nach Einlöten von T_1 und T_3 werden R_{52} und R_{53} so verstellt, daß durch T_3 ein Strom von 0,2 mA und durch T_1 ein Strom von 0,8 mA fließt. Beide Einstellungen beeinflussen sich gegenseitig und sind öfter zu wiederholen.

T_2 ist auf einen Kollektorstrom von 0,2 mA und T_{22} auf 0,35 mA bei Schaltstellung Mittelwelle durch die Regler R_{56} und R_{59} einzustellen.

Nach Anschluß eines modulierten Prüfgenerators an die Antenne EA oder Buchse Bu II/1 mit einer Frequenz von 470 kHz muß im Lautsprecher die Modulation hörbar werden. Parallel zum Lautstärkeregler werden nun ein Oszillograf und ein NF-Röhrenvoltmeter gelegt und die Kreise $K_1 \cdots K_3$ auf Maximum der Anzeige abgeglichen. Dabei ist die kleinstmögliche Ausgangsspannung des Prüfgenerators einzustellen, um Übersteuerungen, die dann auf dem Oszillografenschirm sichtbar werden, zu vermeiden. Außerdem soll die Regelung noch nicht einsetzen. Ebenso ist beim Nachgleich der Regler R_{66} und R_{53} auf maximale Anzeige zu verfahren.

Der zur Erreichung der maximalen Ausgangsspannung nötige Kollektorstrom von T_3 wird gemessen und notiert.

Kontrolle der Schwingspannung von T_{22}

Durch Anschluß des Oszillografen — über einen Kondensator von etwa 100 pF — an den Emitter von T_2 ist zu kontrollieren, ob der Oszillator bei allen Stellungen des Abstimmkernes und bei Kurzwelle schwingt. Bei Feh-

Tabelle 2

Spulen-Nr.	Wicklung	Draht	Induktivität
L_1 — L_3	8 Kammern mit je 18 Wdg.	20×0,05 CuLS	700 µH
L_4	3 Kammern mit je 90 Wdg. bei 90 Wdg. Anzapfung	6×0,06 CuLS	800 µH
L_5	Rückkopplungsspule über L_4 verteilt 12 Wdg.	0,25 CuL	
L_6	3 Kammern mit je 7 Wdg.	10×0,05 CuLS	5 µH
L_7	3 Kammern mit je 10 Wdg.	10×0,05 CuLS	9,12 µH
L_8	Rückkopplungsspule über L_7 verteilt 12 Wdg.	0,2 CuL	
L_9	3 Kammern mit je 16 Wdg.	20×0,05 CuLS	20 µH
L_{10}	3 Kammern mit je 7 Wdg.	10×0,05 CuLS	10 µH
L_{11}	3 Kammern mit je 55 Wdg mit zwei Anzapfungen	10×0,05 CuLS	380 µH
L_{12}	3 Kammern mit je 55 Wdg. mit zwei Anzapfungen	10×0,05 CuLS	380 µH
L_{13}	3 Kammern mit je 55 Wdg. mit zwei Anzapfungen	10×0,05 CuLS	380 µH
L_{14}	1 Kammer mit 400 Wdg.	20×0,04 CuL	2 mH

len der Schwingungen ist L_5 (bei Mittelwelle) oder L_8 (bei Kurzwelle) umzupolen. Sollte die Höhe der Schwingung beim Durchstimmen von L_3 nicht ausreichend sein — am Emitter von T_{22} sollen bei Kurz- und Mittelwelle etwa 0,15 ··· 0,2 V HF-Spannung stehen — so ist die Windungszahl von L_5 bzw. L_8 zu erhöhen.

Einstellung der Arbeitspunkte von T_1 und T_2

Zu dieser Messung wird der HF-Generator an Antenne EA oder WA angeschlossen. Der Oszillograf bzw. das NF-Röhrenvoltmeter liegen wieder über dem Lautstärkeregler. In die Kollektorleitung von T_3 und von T_1 wird je ein mA-Meter gelegt. Der HF-Generator steht auf einer Frequenz des Mittelwellenbereiches (z. B. 800 kHz), bei der kein Sender einfällt. Jetzt wird durch Einstellen der Abstimmung diese Frequenz mit dem Empfänger eingestellt. Die Modulation des Generators muß im Lautsprecher hörbar sein. Die Ausgangsspannung des HF-Generators soll so klein sein, daß die Regelung noch nicht einsetzt. Dies ist bei Erhöhung der HF-Ausgangsspannung des Generators am Absinken des Kollektorstromes von T_1 und T_3 festzustellen. Zuerst wird der Kollektorstrom von T_2 geringfügig so verändert, daß eine maximale Ausgangsspannung entsteht. Das Gleiche wird mit dem Kollektorstrom von T_1 durchgeführt, dabei muß aber beachtet werden, daß dieser nur zwischen 0,8 und 1,2 mA variiert werden darf und daß bei jeder Änderung von R_{53} der als maximal ermittelte Kollektorstrom von T_3 mittels R_{53} immer wieder eingestellt wird.

Abgleich des HF-Teils

Die notwendigen Meßgeräte bleiben in der gleichen Anordnung angeschlossen wie bisher. Parallel zum HF-Generator kann ein selektives Röhrenvoltmeter gelegt werden. Der Lautstarkeregler wird voll aufgedreht, und statt des Lautsprechers des Portables wird ein 6-Ω-Widerstand eingesetzt. Die Kassettenendstufe soll zunächst nicht angeschlossen sein. Am 6-Ω-Widerstand wird mittels eines NF-Röhrenvoltmeters die entstehende Spannung gemessen.
Es wird der Mittelwellenbereich eingeschaltet. Die Abstimmkerne von $L_1 \cdots L_3$ werden auf gleiche Stellung in den Spulen kontrolliert. Die Grenze des Mittelwellenbereiches wird am niederfrequenten Bandende durch L_4 eingestellt. Die Abstimmkerne von L_1 und L_2 werden auf maximale Ausgangsspannung bei dieser Frequenz nachgestellt. Der Abgleich auf die höchste Frequenz des Mittelwellenbereiches erfolgt für den Oszillator durch C_{63}, für L_1 durch C_{61}, für L_2 durch geringfügige Veränderung von C_{64}. Der beschriebene Abgleich ist öfter zu wiederholen. Der Feinabgleich der Oszillatorfrequenz erfolgt mit L_{10}.
Nach Umschalten auf den Kurzwellenbereich wird der notwendige Oszillatorbereich mit L_7 eingestellt. Beim Durchstimmen des Skalenantriebes wird kontrolliert, ob der Bereich von 5,9 ··· 6,3 MHz empfangen werden kann. L_6 wird auf Maximum in der Mitte dieses KW-Bandes abgestimmt.
Nach Anschluß der Kassette erfolgt zuerst der Abgleich des Trimmers C_{30} auf Maximum bei Verwendung der Original-Autoantenne und Empfang eines Mittelwellensenders. Danach wird auf Kurzwelle geschaltet und L_9 auf Mitte des Kurzwellenbereiches auf Empfangsmaximum abgeglichen. (Beide Einstellungen werden vorteilhaft nach Einbau des Gerätes in den Wagen durchgeführt).

Kontrolle der Regelspannung und Empfindlichkeit

Diese Messung wird zuerst am Portable durchgeführt. Das Gerät soll bei einer HF-Eingangsspannung von $\leq 50\,\mu V$ eine Ausgangsleistung von 50 mW liefern (am 6-Ω-Widerstand messen). Bei Erhöhung der HF-Eingangsspannung bis auf etwa 200 mV sollen am Oszillografen keine Übersteuerungen des ZF-Teils festzustellen sein. Bei Anschluß der Kassette und Messung der nötigen Eingangsspannung für eine Kassettenausgangsleistung von 50 mW muß ein Wert $\leq 30\,\mu V$ erreicht werden.

Literatur

[1] Engel, B., und Engel, H.: Ein Transistorsuper für Auto und Heim. radio und fernsehen 11 (1962) H. 13, 14 und 15
[2] Kammerloher, J.: Schwingkreise, Leitungen und Antennen. F. Wintersche Verlagshandlung Füssen
[3] Katalog Halbleiterbauelemente des VEB Halbleiterwerkes Frankfurt/Oder

Stellungnahmen zu unserem Artikel: „Probleme der Industrieformgestaltung"

Zu unserem Artikel „Probleme der Industrieformgestaltung" [radio und fernsehen 13 (1964) H. 10 S. 291 bis 294 und H. 11 S. 323 bis 326] erhielten wir einige Stellungnahmen, die wir für wichtig genug halten, um sie zu veröffentlichen.

Herr Oehme, Technischer Direktor, VEB Stern-Radio Rochlitz:

Der vorgenannte Artikel wurde von unseren Kollegen eingehend durchgearbeitet, und es entstand eine lebhafte Diskussion. Dies war auch der Grund, der uns veranlaßte, in dieser Form zu dem Artikel Stellung zu nehmen.
Wir möchten gleich anfangs betonen, daß es hier nicht darum geht, die Meinung über gut oder weniger gut gestaltete Geräte aufeinanderprallen zu lassen. Wir gehen vielmehr davon aus, daß der Verfasser diesen Artikel mit dem einzigen Ziel der Verbesserung der Form von industriellen Erzeugnissen geschrieben hat.
Nach unserer Meinung gibt es aber in dem Artikel einige Fragen rein theoretischer Natur, und es scheint uns erforderlich, daß zu diesen Fragen seitens der Industrie die Wirklichkeit der Theorie gegenübergestellt wird.
Es ist ein sehr großer Irrtum des Verfassers, wenn er der Meinung ist, daß Rundfunkgeräte mit guten Formen sich besser verkaufen lassen als beispielsweise solche vom Verfasser nach unserer Meinung berechtigterweise kritisierten Monstren.
Der VEB Stern-Radio Rochlitz arbeitet seit Jahren mit Industrieformgestaltern zusammen. Als Ergebnis dieser Zusammenarbeit können die Geräte „Oberon", „Türkis" (modern) und die Geräte „Stern 3", „Stern 4" und „Stern 5" gewertet werden.
Wir mußten feststellen, daß diese auch nach unserer Meinung gut gestalteten Geräte beim Handel und beim Käufer nicht in dem Maße ankamen, wie es auf Grund der guten Form zu erwarten war.
Wir waren als Betrieb sogar gezwungen, diese Geräte in Gehäusen zu produzieren, welche dem Gehäuse des „Stradivari 3" ähneln. Durch diese Ausführung ergab sich eine erhebliche Steigerung des Absatzes. U. a. wurde das Gerät „Stradivari 3" mit 30000 Stück in das sozialistische Ausland exportiert, und heute noch wird das Gerät in dieser Ausführung von den ausländischen Kunden gefordert.
Dieser leider noch vorhandene Hang des Käufers, Rundfunkheimgeräte vom Standpunkt des Möbels aus zu kaufen, wird auch dadurch unterstrichen, daß beispielsweise die Reiseempfänger in guter Gestaltung absatzmäßig kein Fehlschlag waren und daß sich bei diesen Gerätetypen keine Konzession in Form von anderen Gehäusen erforderlich machte.
Zusammenfassend ist zu sagen, daß wir grundsätzlich die Ausführung des Verfassers bezüglich gut oder weniger gut gestalteter Geräte und den Standpunkt, daß nur noch gut gestaltete Geräte produziert werden, unterstützen.
Wir sind aber der Meinung, daß speziell beim Heimempfänger der Boden zum konsequenten Durchsetzen dieser Linie noch nicht genügend vorbereitet ist. Das ist auch der Grund, daß alle namhaften Rundfunkhersteller in der DDR ihre Geräte in zwei verschiedenen Ausführungen (modern und konservativ) auf den Markt bringen.
Die Verkaufszahlen weisen aus, daß der Verfasser mit seiner Feststellung, daß die gut gestalteten Geräte sich verkaufen lassen und die anderen nicht, grundsätzlich fehlinformiert ist, und wir müssen als Industrie verlangen, daß die Formgestalter und Architekten der Republik den Standpunkt der Verkaufsmöglichkeit im In- und Ausland mit betrachten.
Die Industrie, und speziell die Rundfunkindustrie der DDR, ist gezwungen, um wirtschaftlich zu sein, entsprechend große Serien

zu produzieren. Das erfordert, den Kundenwünschen weitgehend gerecht zu werden. Es muß Aufgabe der Formgestalter und der Industrie gemeinsam sein, durch entsprechende Überzeugungsarbeit den Kunden den Wert gut gestalteter Erzeugnisse darzulegen.

Dann ist nach unserer Meinung die Zeit gekommen, wo Industrie und Formgestalter gemeinsam Erzeugnisse auf den Markt bringen können, die vom Standpunkt der Form aus gut sind und sich gerade deswegen verkaufen lassen.

Dazu schreibt uns unser Autor, Herr Sütterlin:

Diese Stellungnahme entbehrt der Erkenntnis nach dem „Warum werden die modernen Gehäuse schwer verkauft?" Es fehlt an der Information und Werbung des Kunden. Mit der Einführungswerbung haben sich die Herstellerbetriebe zu befassen. Das tun sie aber leider nur in seltensten Fällen. Aber nur auf diese Art kann man den Kunden von der guten Form überzeugen!

Herr Wolfgang Pietschmann, Zittau:

Zu dem obengenannten Artikel möchte ich im Rahmen der Diskussion auf einige Probleme eingehen.

Ich begrüße es außerordentlich, daß sich Ihre Fachzeitschrift auch der Industrieformgestaltung widmet. Über die Notwendigkeit, daß die Konsumgüter des Industriezweiges Rundfunk und Fernsehen der Industrieformgestaltung unterliegen sollten, gibt es wohl kaum geteilte Meinungen. Es dürfte allgemein bekannt sein, daß seit einigen Jahren in dem vorgenannten Industriezweig bei den Entwicklungen weitgehend Industrieformgestalter mitarbeiten.

Die Industrie muß erreichen, daß dem Binnen- und Außenhandel hochwertige Konsumgüter angeboten werden, die nicht nur von der Technik her, sondern auch in der Form- und Farbgebung alle Ansprüche an ein modernes Industrieerzeugnis befriedigen.

Es ist richtig, wenn festgestellt wird, daß die Meinung über das „Wie" erheblich auseinandergeht, aber über den Geschmack kann man sich nach meiner Meinung nicht streiten; denn das ist doch letztlich eine Frage der Bildung. Ich vertrete die Ansicht, daß gerade an dieser Stelle von den in Frage kommenden Instituten noch eine erhebliche Arbeit zur Aufklärung und Durchsetzung der Industrieformgestaltung bei der Industrie, dem Handel und dem Endverbraucher geleistet werden muß.

Die Erfahrung lehrt uns, daß leider sehr oft der Geschmack durch schlechte Konsumgüter falsch gebildet wird, die zwar von Industrieformgestaltern erarbeitet wurden, dann aber durch die Industrie verändert worden sind. Vielfach kommt die bereits von dem Verfasser des oben genannten Artikels festgestellte Argumentation dazu, der Kunde wünsche das, obwohl das nur die persönliche Meinung des Werkleiters, Absatzleiters oder auch eines Leitungskollektivs ist. Dabei gibt es natürlich auch objektive Probleme, die keinesfalls übersehen werden dürfen, wie z. B., daß entsprechende Furnierarten, Plastwerkstoffe oder Kunstledersorten nicht zur Verfügung stehen, so daß auf Ausweichlösungen übergegangen werden muß, um die Produktion zu ermöglichen. Von Seiten der Industrie muß unbedingt darauf geachtet werden, daß bei erforderlichen Veränderungen der Formgestalter hinzugezogen wird, um in der Endkonsequenz wieder ein Erzeugnis zu liefern, welches eine einwandfreie formgestalterische Lösung, trotz der Veränderung, darstellt. Dabei ist es aber oft erforderlich, daß derartige Dinge sehr kurzfristig von Seiten des Industrieformgestalters gelöst werden müssen.

Ein weiteres Problem besteht darin, daß z. B. im Handel Geräte sehr gut verkauft werden, die in ihrer Form- und Farbgebung von den Industrieformgestaltern nicht als gut bezeichnet werden, daß dagegen sich ein Gerät, welches von der Formgestaltung her gesehen einwandfrei gelöst ist, nur schwer absetzen läßt, wobei der Grund des schlechten Absatzes unterschiedlicher Natur sein kann, wie mangelhafte Funktionstüchtigkeit, ungenügender Bedienungskomfort oder auch die Formgestaltung.

Ich möchte damit aufzeigen, wie ungünstig derartige Dinge die Arbeit der Industrieformgestalter beeinflussen können. Es gibt dann teilweise Meinungen, die den schlechten Absatz des Erzeugnisses nur der Form- oder Farbgebung zuordnen.

In vielen Fällen läßt die Industrie neue Modelle von der Belegschaft des Herstellerwerkes testen. Dabei muß unbedingt darauf geachtet werden, daß bei derartigen Vorstellungen der Industrieformgestalter zugegen ist, um aufklärend zu wirken. Es wird dabei festgestellt werden können, daß nach einer Aussprache sehr oft ein ganz positiver Standpunkt zu einem neuen Modell bezogen wird, welches ursprünglich abgelehnt wurde.

Durch die Industrie und die Werbeabteilung der VVB sollte erhebliches Gewicht auf die Ausführung des Werbematerials gelegt werden, um zu einer Einheit in der Formgestaltung für das gesamte Erzeugnis zu kommen (z. B. Prospekte, Gerätebeschreibungen, auch Verpackung und ähnliche Dinge).

Diese Verbindung ist notwendig, um zu einem positiven Ergebnis in allen Fragen der Industrieformgestaltung zu gelangen, auch wenn verschiedene Stellen der Meinung sind, so etwas sei zu kostspielig.

Einer umgehenden Lösung muß das Problem der Farbtafeln zugeführt werden. Zur Zeit gibt es bei uns nach meinen Kenntnissen noch keine einheitliche Festlegung und Kennzeichnung über Farben. Es ist für die Industrie unter diesen Bedingungen äußerst schwierig, die jeweils festgelegten Farben für ein Erzeugnis in den Unterlagen so festzulegen, daß sie wieder reproduzierbar sind. Es muß möglich sein, entsprechende Farbtafeln, wie sie z. B. die RAL-Farbtafeln darstellen, in der DDR herauszugeben und als einheitliche Arbeitsunterlage festzulegen. Das würde den Formgestaltern, aber auch der Industrie, eine erhebliche Arbeitserleichterung bringen.

Diese hier aufgezeigten Probleme können nach meiner Meinung zum größten Teil mit einer zielstrebigen Aufklärungsarbeit, beginnend bei den Leitungsorganen der Industrie, wie VVB, den Leitungskollektiven der Betriebe sowie dem Handel gelöst werden, wobei der Handel die Aufklärung des Käufers übernehmen muß.

Die Messung des Temperaturkoeffizienten der Kapazität

Ing. JOACHIM HERRFURTH

Auf Grund der immer höheren Genauigkeit, die moderne Meßgeräte heute erreichen, ist es erforderlich, Temperaturabhängigkeiten der eingebauten Bauteile zu verkleinern bzw. durch Kompensation zu beseitigen. Gerade die Messung der Temperaturabhängigkeit an Kondensatoren und Spulen bereitet Schwierigkeiten wegen der geringen Änderungen, die erfaßt werden müssen. Im folgenden soll das Problem der meßtechnischen Erfassung der Kapazitätsänderung in Abhängigkeit von der Temperatur näher untersucht werden.

Allgemeines zur Messung des Temperaturkoeffizienten

Der Temperaturkoeffizient der Kapazität (TK_c) ist definiert zu

$$TK_c = \frac{\Delta C}{C \cdot \Delta T} \quad [°C^{-1}] \qquad (1)$$

Betrachtet man einmal die Änderung der Kapazität eines 100-pF-Kondensators, welcher einen TK_c von $100 \cdot 10^{-6}$ haben soll und dessen Temperatur von 20 °C auf 50 °C geändert wird, so erhält man

$$\Delta C = TK_c \cdot C \cdot \Delta T = 100 \cdot 10^{-6} \cdot 100\,pF \cdot 30 = 0{,}3\,pF$$

Dies sind nur 3 ‰ des Kapazitätswertes. Diese Änderung ist mit Meßbrücken schon schwierig zu erfassen. Liegt die Kapazität des Prüflings und sein TK_c noch niedriger, so ist eine exakte Messung mit Meßbrücken kaum noch möglich.

Da bei praktisch allen keramischen Massen der TK_c sowohl frequenz- als auch temperaturabhängig ist, schlägt IEC (International Electrotechnical Commission) eine Messung des TK_c für f = 1 MHz ± 20% und bei den Temperaturen 15 ··· 25 °C und 85 °C vor [3]. Außerdem wird vorgeschlagen, die Prüflinge vor der Messung 96 Stunden bei 55 °C zu trocknen und anschließend in einem Exsikkator abkühlen zu lassen. Der Meßzyklus soll dreimal wiederholt werden, und es wird der Mittelwert der drei Ergebnisse gebildet.

Der Bau einer Meßbrücke, die mit 1 MHz arbeitet und die oben angegebene Genauigkeit erreicht, ist äußerst schwierig. Man führt die Messung über einen Umweg durch und legt den Prüfling als frequenzbestimmendes Element in den Schwingkreis eines Oszillators. Ändert der Prüfling seine Kapazität, so muß sich auch die Oszillatorfrequenz ändern. Diese Frequenzänderung kann meßtechnisch einfach erfaßt werden und gibt dann über eine einfache Formel Auskunft über die Änderung der Kapazität.

Die Resonanzfrequenz eines LC-Schwingkreises berechnet sich bekanntlich nach der Thomsonschen Gleichung

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \qquad (2)$$

Gilt die Beziehung $\Delta C \ll C$, was bei TK_c-Messungen immer der Fall ist, so erhält man durch Differentiation von Gl. (2)

$$\Delta f = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C}{C} \cdot f \qquad (3)$$

Setzt man Gl. (1) in Gl. (3) ein, so erhält man

$$TK_c = -\frac{2\,\Delta f}{f \cdot \Delta T} \qquad (4)$$

Man kann also den TK_c aus der Grundfrequenz f und deren Änderung Δf berechnen, wenn der Prüfling allein die Frequenz des Schwingkreises bestimmt (L = konstant) und der Temperaturänderung ΔT ausgesetzt war. In Wirklichkeit liegen jedoch parallel zum Prüfling noch Verdrahtungs- und Eigenkapazitäten der Spule, welche nicht der gleichen Erwärmung ausgesetzt sind und sich demzufolge nicht ändern (oder besser, dies nicht tun sollten).

Diese Kapazitäten sollen als Eigenkapazitäten der Meßanlage betrachtet werden und erhalten die Bezeichnung C_0. In Gl. (2) muß also anstelle von C stehen $C_0 + C_x$, wobei C_x die Prüflingskapazität ist.

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\,(C_0 + C_x)}} \qquad (2a)$$

Gl. (1) lautet dann exakt

$$TK_c = \frac{\Delta C_x}{C_x \cdot \Delta T} \qquad (1a)$$

Gl. (4) wird damit

$$TK_c = -\frac{2\,\Delta f}{f \cdot \Delta T} \cdot \frac{C_0 + C_x}{C_x} \qquad (5)$$

Zu der ursprünglichen Gl. (4) ist also noch der Korrekturfaktor $(C_0 + C_x)/C_x$ dazugekommen.

Man erkennt: Wenn $C_0 = 0$ ist, geht Gl. (5) in Gl. (4) über, und für diesen Fall wurde auch Gl. (4) berechnet.

Zur Berechnung des TK_c muß man also noch neben Δf, f und ΔT die Eigenkapazität der Anlage und die genaue Prüflingskapazität kennen. Unter bestimmten Voraussetzungen, z. B. wenn der Oszillator, in welchem der Prüfling liegt, abgestimmt wird, ist C_0 nicht konstant, sondern ändert sich bei Betätigung der Abstimmelemente. Es muß also bei unterschiedlichen Abstimmungen mit verschiedenem C_0 gerechnet werden. Dies kompliziert den Meßvorgang. Nach einer anderen Gleichung erübrigt sich die Bestimmung sowohl von C_0 als auch von C_x.

Für die Frequenz, welche sich ohne Prüflinge ergibt, kann man schreiben

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_0}} \qquad (6)$$

Mit Prüfling dagegen gilt Gl. (2a).

Durch Quadrieren und Umstellen von Gl. (6) erhält man

$$C_0 = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L}$$

bzw. aus Gl. (2a)

$$C_0 + C_x = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot L}$$

Setzt man diese Werte für C_0 und $C_0 + C_x$ in Gl. (5) ein, so ergibt sich

$$TK_c = -\frac{2\,\Delta f}{f \cdot \Delta T} \cdot \frac{f_0^2}{f_0^2 - f^2} \qquad (7)$$

Gegenüber Gl. (5) braucht also nur noch die Frequenz des Oszillators ermittelt zu werden, auf welcher dieser ohne Prüfling schwingt. Eine Bestimmung von C_0 und C_x entfällt. Wird vor oder nach jeder Messung f_0 bestimmt, so hat man eine gute Kontrolle für das einwandfreie Arbeiten der Meßapparatur.

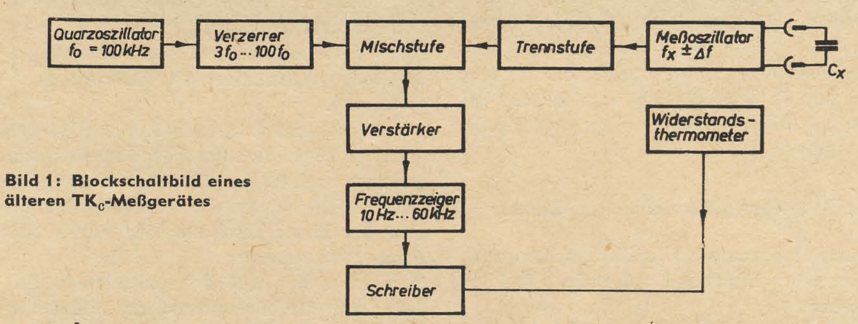


Bild 1: Blockschaltbild eines älteren TK_c-Meßgerätes

Bekannte Meßapparaturen

In [1] wurde eine Reihe von Meßgeräten beschrieben, bei welchen eine Bestimmung des TK_c nach Gl. (5) erfolgt. Das Meßprinzip geht aus den Bildern 1 bzw. 2 hervor.

Nach Bild 1 erzeugt ein Meßoszillator eine Frequenz, die durch den Prüfling bestimmt wird. Durch besondere Maßnahmen (Stabilisierung von Heiz- und Anodenspannung der Oszillatorröhre und Temperaturstabilisierung im Inneren des Oszillators) wird erreicht, daß die Oszillatorschaltung selbst nur eine vernachlässigbar kleine Frequenzänderung verursacht. Diese Frequenz gelangt zur Vermeidung von Rückwirkungen über eine Trennstufe auf eine Mischstufe, in welcher sie mit einer geeigneten Oberwelle eines konstanten Quarzoszillators verglichen wird. Die Differenz beider Frequenzen wird über einen Verstärker auf einen Frequenzzeiger geschaltet und kann mit diesem gemessen werden. f ergibt sich dann durch Addition oder Subtraktion von Oberwelle des Quarzoszillators und der vom Frequenzzeiger gemessenen Frequenz. Die bei Temperaturänderung des Prüflings durchlaufene Frequenzänderung kann am Frequenzzeiger abgelesen werden. Es besteht bei dieser Apparatur die Möglichkeit, die Differenzfrequenz und die Temperatur in Abhängigkeit von der Zeit zu schreiben.

Liegt bei dieser Anlage die Frequenz des Meßoszillators einmal genau zwischen 2 Quarzoberwellen, so zeigt der Frequenzzeiger 50 kHz. Kleine Frequenzänderungen können dann nicht mehr genau erfaßt werden, da hierzu die Meßgenauigkeit des Frequenzzeigers nicht ausreicht. Um größere Genauigkeiten zu erreichen, wurde bei einigen Apparaturen mehrfach gemischt, oder man legte in den Prüflingsoszillator ein Variometer, mit welchem dessen Frequenz in die Nähe einer Quarzoberwelle eingestellt wurde und sich somit Δf genauer ermitteln ließ. Diese Variometer verlangen eine hohe Präzision, da von ihnen die Konstanz des Prüflingsoszillators abhängt.

Ein anderer Weg wurde in einem Meßgerät nach *Rohde* beschritten (Bild 2). Hierbei wird mit C_1 der Meßoszilllator mit angeschaltetem Prüfling auf die Frequenz des Vergleichsoszillators gebracht. Zur Ablesung der Frequenzgleichheit gelangen beide Frequenzen über Trennstufen auf eine Mischstufe. Über einen Lautsprecher wird nach Gehör annähernd der Schwebungsnullwert eingestellt; die endgültige Einstellung erfolgt nach einem Meßinstrument. Die bei Temperaturänderung des Prüflings auftretenden Frequenzänderungen werden mit dem im Vergleichsoszillator liegenden ΔC_x-Drehkondensator ausgeglichen. Aus ΔC_x; $K = f(C_1)$ und ΔT läßt sich der TK_c des Prüflings berechnen.

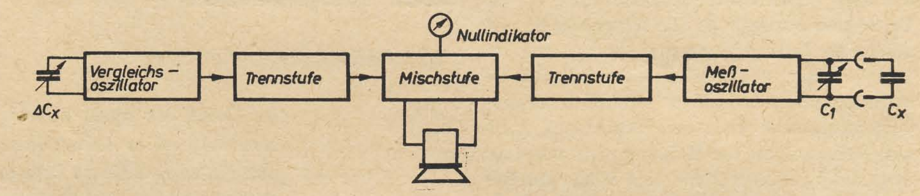


Bild 2: Blockschaltbild eines anderen Meßgerätes nach *Rohde* zur Messung des Temperaturkoeffizienten von Kondensatoren

Die Messung ist bei diesem Gerät also recht einfach. Man erkennt jedoch aus dem Prinzip, daß bei kleinen Prüflingskapazitäten der Drehkondensator C_1 weit eingedreht ist und somit das Verhältnis C_x/C_0 sehr ungünstig liegt. Nach Gl. (5) wird damit die Messung ungenau.

Ein weiteres Problem bei Meßeinrichtungen zur Bestimmung des TK_c besteht darin, den Prüfling auf eine konstante und genau meßbare Temperatur zu bringen. Konstante Temperaturen können nur durch eine Regelung erreicht werden. Eine Temperaturmessung am Prüfling selbst ist nur schwer möglich. Es kann nur eine Messung der Temperatur des ihn umgebenden Mediums (Luft) durch-

geführt werden. Dabei muß dafür gesorgt werden, daß der Prüfling tatsächlich die gleiche Temperatur annimmt. Die HF-Spannung am Prüfling muß so niedrig sein, daß keine störende Eigenerwärmung auftritt. Die besten Ergebnisse bezüglich Temperaturkonstanz und Messung der Prüflingstemperatur wurden bisher mit doppelwandigen Glasgefäßen erreicht, bei denen sich im Innern der Prüfling befindet und das inner Gefäß mit exakt temperiertem Wasser umspült wird. Es dauert verhältnismäßig lange, bis das Innere des Glasgefäßes (und somit der Prüfling) die Temperatur des Wassers mit genügend kleinen Abweichungen angenommen hat. Die Meßzeit eines Prüflings liegt etwa zwischen 2 bis 3 Stunden. Diese lange Meßzeit erfordert äußerst konstante Geräte (Meß- und Vergleichsoszillator), damit während dieser Zeit keine Frequenzdrift auftritt.

Andere Apparaturen arbeiten mit Luft, welche über eine Heizspirale streicht und erwärmt wird. Dieser Heizvorgang ist geregelt.

Zur Messung größerer Stückzahlen von Kondensatoren, wie dies z. B. bei der Fertigung TK-gerichteter Kondensatoren der Klasse IA (bei dieser Klasse ist nur die halbe TK_c-Toleranz der in [2] angegebenen TK-gerichteten Kondensatoren zulässig) erforderlich ist, sind Wärmekammern, in denen jeweils ein Prüfling gemessen wird, zu unrationell. Es werden in [1] Kammern angegeben, die es gestatten, maximal 25 Prüflinge gleichzeitig auf eine konstante Temperatur zu bringen. Schwierigkeiten bereitet jedoch die Anschaltung jedes einzelnen Prüflings an das Meßgerät.

Zum Erreichen einer hohen Meßgenauigkeit bei einer TK_c-Meßeinrichtung ergeben sich folgende Schwerpunkte:

a) der Prüflingsoszillator
b) die Frequenzmeßeinrichtung
c) die Wärmekammer.

Überlegungen für eine moderne Meßapparatur

Der Prüflingsoszillator muß in seiner Frequenz hochkonstant sein. Zum Erreichen einer hohen Meßgenauigkeit muß C_0 möglichst niedrig liegen. Hier sind jedoch nach unten Grenzen gesetzt durch die Kapazität der aktiven Bauelemente, Verdrahtungs- und Spulenkapazitäten. Außerdem ist zur Kompensation des TK dieser Kapazitäten ein Festkondensator erforderlich. Der minimal erreichbare Wert für C_0 dürfte bei etwa 25 pF liegen. Die Betriebsspannungen des Prüflingsoszillators müssen stabilisiert werden, damit Netzspannungsschwankungen keinen Einfluß auf die Frequenz haben. Weiterhin muß dafür gesorgt werden, daß über die Verbindung zum Prüflingsoszillator keine Wärme von der Wärmekammer zum Oszillator gelangt.

Umfangreiche Untersuchungen ergaben, daß sich als aktive Bauelemente für derartige Prüflingsoszillatoren Transistoren sehr gut eignen. Durch die niedrige Leistungsaufnahme tritt praktisch keine Eigenerwärmung des Gerätes auf. Die Einlaufzeit ist äußerst klein (gemessen zu $\approx$ 4 Minuten). Als weiterer Vorteil ergibt sich eine einfache Stabilisierungsmöglichkeit der Betriebsspannung durch Zenerdioden. Das Gehäuse dieses Prüflingsoszillators wurde mit Piatherm isoliert, damit plötzliche Raumtemperaturschwankungen nur äußerst langsam und gleichmäßig auf die Bauteile im Innern gelangen, um einen dynamischen TK zu vermeiden [2]. Weiterhin wurde auf eine Abstimmöglichkeit der Oszillatorfrequenz bewußt verzichtet, um damit nicht unnötige Unkonstanzen hervorzurufen. Dadurch ändert sich die Meßfrequenz in Abhängigkeit von der Prüflingskapazität, und die von der IEC vorgeschlagene Meßfrequenz von 1 MHz $\pm$ 20% wird nicht immer eingehalten. Es ergab sich, daß ein solcher Oszillator bei Prüflingskapazitäten von 0 bis 400 pF einwandfrei schwingt. Sollen höhere Kapazitäten gemessen werden, so wird ein anderer Oszillator benutzt, bei welchem die Spule anders ausgebildet ist und ein höheres C_0 im Kreis liegt. Beträgt $C_0 \approx$ 35 pF, so liegen mit einem 400-pF-Prüfling 435 pF im Kreis. Das Kapazitätsverhältnis beträgt dann 1 : 12,4, was einem Frequenzverhältnis von $\approx$ 1 : 3,5 entspricht. Legt man die Oszillatorfrequenz ohne Prüfling auf 1,2 MHz (obere Grenze der von IEC vorgeschlagenen Meßfrequenz), so beträgt die Frequenz mit einem 400-pF-Prüfling $\approx$ 340 kHz. Umfangreiche Untersuchungen haben gezeigt, daß bei dieser Frequenz gegenüber 1 MHz keine TK_c-Änderung festzustellen ist. Der TK_L der Schwingkreisspule und auch der Einfluß von Transistor-Temperaturschwankungen auf die Frequenz wurden kompensiert. Mit mehreren, nach diesen Gesichtspunkten aufgebauten Oszillatoren, deren Frequenz ohne Prüfling bei etwa 1,2 MHz liegt, wurden in einer Zeit von 8 Stunden bei Raumtemperaturänderungen von 15 auf 25 °C Frequenzabweichungen von < 10 Hz gemessen. Hier zeigt sich also, daß sich auch mit Transistoren und ohne Schwingquarz sehr konstante Frequenzen erzeugen lassen. Die HF-Spannung am Prüfling beträgt etwa 3 V, so daß mit Eigenerwärmung durch seine Verluste praktisch nicht zu rechnen ist. Bei derartigen Oszillatoren müssen die Transistoren an Anzapfungen der Schwingkreisspule liegen, damit Sperrschichtkapazitätsänderungen möglichst wenig auf die Frequenz eingehen.

Das Problem der Frequenzmessung wird am besten mit einem digitalanzeigenden Zählfrequenzmesser gelöst. Hiermit erreicht man hohe Meßgenauigkeit ($\pm$ 1 Hz) bei sehr guter zeitlicher Konstanz ($\pm$ 2 Hz innerhalb von 8 Stunden bei 1 MHz).

Damit die Prüflinge die erforderlichen Meßtemperaturen annehmen, werden sie am besten in einen temperaturgeregelten Luftstrom gebracht. Die Strömungsgeschwindigkeit der Luft darf nicht beliebig hoch gewählt werden, da durch adiabatische Erwärmung der Prüfling bei hohen Geschwindigkeiten andere Temperaturen annimmt als die ihn umgebende Luft. Nach [4] beträgt bei einer Strömungsgeschwindigkeit von 43 m/s die Temperaturerhöhung 1 °C; bei 14 m/s dagegen nur noch 0,1 °C.

Um in der Wärmekammer möglichst kleine Hochheiz- und Abkühlungszeiten zu erhalten, muß diese eine möglichst geringe Wärmeträgheit besitzen. Aus diesem Grunde muß bei der Wahl des Materials ein Kompromiß geschlossen werden zwischen guter mechanischer Stabilität (dickes Material) und geringer Wärmeträgheit (dünnes Material). Am besten bewährte sich hierbei eine Ganzmetallkonstruktion, da diese eine vollkommene Abschirmung des Prüflings gegen Handkapazität garantiert. Die Verwendung nichtleitender Werkstoffe kann durch den TK_ε des Materials zu einem hohen Eigen-TK der Wärmekammer führen. Prüflingshaltevorrichtungen müssen äußerst stabil und kapazitätsarm (kleines C_0) ausgeführt sein. Als Isolierung kommt nur eine glasierte Keramik mit niedrigem ε in Frage, z. B. Calit. Ein etwa vorhandener Eigen-TK_c der Kammer muß kompensiert werden. In der Kammer kann z. B. ein Trommelrad vorgesehen werden, auf welchem sich mehrere Prüflinge (maximal etwa 30 Stück) unterbringen lassen. Dieses Rad muß äußerst stabil und präzise gefertigt sein. Es muß dafür gesorgt werden, daß nach einer Umdrehung das Rad sich wieder exakt einstellt, da sich sonst z. B. durch geringfügig andere Stellung der Kontakte und andere Lage des Prüflings zur Abschirmung Meßfehler ergeben. Hier kann man hohe Produktivität der Anlage mit großer Meßgenauigkeit nicht vereinbaren. Mit dem Trommelrad kann zwar gleich eine große Anzahl von Prüflingen auf die Meßtemperatur gebracht werden, für genaue Labormessungen an kleinen Kapazitäten kann jedoch nur eine Wärmekammer benutzt werden, bei welcher der Prüfling während der gesamten Meßzeit seine Lage beibehält.

Um eine große Konstanz der Prüflingstemperatur zu erreichen, muß die Kammertemperatur elektronisch geregelt werden. Regler mit linearem Verhalten reichen hierfür vollkommen aus. Die durch verbleibende Regelabweichungen bei Raumtemperatur- und Netzspannungsschwankungen auftretenden Meßfehler sind genügend klein, um das Gesamtergebnis nicht wesentlich zu verschlechtern. Als Temperaturfühler wird ein NTC-Widerstand in einer Brückenschaltung benutzt. Bei Solltemperatur ist diese Brücke abgeglichen. Treten Abweichungen auf, so steuert die Brückenschaltung über einen Regelverstärker Thyratrons, in deren Anodenkreis die Kammerheizung liegt.

Um eine große Totzeit und damit Regelschwingungen zu vermeiden, muß der Temperaturfühler dicht hinter der Heizung angebracht werden. Dies bedeutet, daß der Fühler die Lufttemperatur unmittelbar hinter der Heizung und nicht am Prüfling erfaßt. Bei räumlich großen Wärmekammern können diese eine beachtliche Wärmemenge abstrahlen. Bei hoher Meßtemperatur (85 °C) beträgt dann das Temperaturgefälle zwischen dem Inneren und dem Äußeren der Kammer etwa 65 °C. Es entsteht dadurch eine ungleichmäßige Temperaturverteilung in der Kammer. Der Prüfling kann dann niedrigere Temperaturen als die vom Fühler erfaßten annehmen. Um dies zu vermeiden, wird die Meßkammer in geeignetem Abstand mit einem zweiten Metallmantel umgeben. Die aus der Meßkammer austretende Luft strömt durch den Zwischenraum und umspült die Meßkammer von außen. Dadurch wird das Temperaturgefälle äußerst klein, und man erreicht

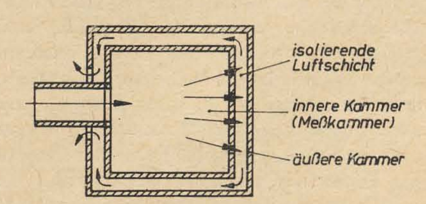


Bild 3: Doppelkammer zur Reduzierung des Temperaturgefälles zwischen dem Kammerinneren und der Umgebung der Kammer

eine sehr gute Temperaturverteilung (Bild 3).

Der Regler wird nach einem guten Laborthermometer eingestellt. Verbleibt das Thermometer während des Meßvorganges in der Nähe des Prüflings, so ist hierfür kein Quecksilberthermometer zu verwenden, da die sich ändernde leitende Fadenlänge des Quecksilbers zu Fehlmessungen führen kann.

Die Verbindung zwischen Prüflingsoszillator und Wärmekammer darf keine Wärme übertragen, muß mechanisch äußerst stabil sein, muß kleine Übergangswiderstände und geringe Eigenkapazität besitzen und darf nicht handempfindlich sein.

Am besten bewährt sich hierfür ein Messingrohr von etwa 60 mm ∅, das zur Verringerung der Wärmeleitfähigkeit perforiert ist. Dieses Rohr liegt an Masse. Als Mittelleiter wird ein versilberter Calitstab von etwa 4 mm ∅ benutzt. Dieser konzentrische Aufbau hat den Vorteil, daß bei kleinen mechanischen Änderungen die Kapazität konstant bleibt.

Um axiale Wärmeströmungen im Inneren des Rohres zu vermeiden, können noch ein oder zwei Blenden aus einem Material mit möglichst niedrigem ε_r eingesetzt werden (Trolitul, Piacryl).

Mit einer nach diesen Gesichtspunkten aufgebauten Apparatur lassen sich hohe Meßgenauigkeiten erreichen. Die Bedienung der Anlage ist äußerst einfach, da im Vergleich zu den früheren Geräten, z. B. bei der Frequenzmessung, keine Fehler durch den Bedienenden mehr möglich sind. Ohne Prüfling wird die Frequenz f_0 der Anlage ermittelt. Mit Prüfling erhält man bei T_1 f_1 und bei T_2 f_2.

$$T_2 - T_1 \text{ ergibt } \Delta T \text{ und } f_2 - f_1 \text{ ergibt } \Delta f.$$

Somit erhält man alle Werte, um den TK_c nach Gl. (7) berechnen zu können.

Abschätzung der auftretenden Meßfehler

Es soll untersucht werden, wie groß die Meßfehler einer nach den angegebenen Gesichtspunkten aufgebauten Anlage sind.

Der TK_c wird berechnet nach Gl. (7). Durch Differentiation erhält man den maximalen Fehler zu

$$\left|\frac{\delta TK_c}{TK_c}\right| = \left|\frac{\delta \Delta f}{\Delta f}\right| + \left|\frac{\delta f}{f}\right| + \left|\frac{\delta \Delta T}{\Delta T}\right| + \left|\frac{2\,\delta f_0}{f_0}\right| + \left|\frac{\delta (f_0^2 - f^2)}{f_0^2 - f^2}\right|$$

Da die Frequenzen f_0 und f mit einem Zählfrequenzmesser mit hoher Genauigkeit bestimmt werden, können diese Fehler vernachlässigt werden, und man erhält

$$\left|\frac{\delta TK_c}{TK_c}\right| \approx \left|\frac{\delta \Delta f}{\Delta f}\right| + \left|\frac{\delta \Delta T}{\Delta T}\right| \quad (8)$$

Der Gesamtfehler bei der TK_c-Messung setzt sich also aus nur zwei Einzelfehlern zusammen: dem Temperaturfehler und dem Fehler, welcher bei der Bestimmung von Δf auftritt. Bei Prüflingen mit großer Kapazität und großem TK_c ergibt sich nach Gl. (4) auch ein großes Δf. Hier ist der Meßfehler von Δf klein, und der Gesamtfehler wird praktisch nur noch vom Temperaturfehler bestimmt. Dieser kann zu $\pm 1\%$ angenommen werden, so daß der Fehler der gesamten Meßapparatur bei großen Prüflingskapazitäten etwa bei $\pm 1\%$ liegt. Bei kleinen Kapazitäten mit kleinem TK_c dagegen nimmt der Δf-Fehler zu. Betrachtet man die sich ergebende Frequenzänderung Δf bei einem 5-pF-Prüfling mit einem $|TK_c| = 30 \cdot 10^{-6}$, so erhält man nach Umstellung von Gl. (5)

$$|\Delta f| = \frac{TK_c \cdot f \cdot \Delta T \cdot C_x}{2 \cdot (C_0 + C_x)} \approx 94 \text{ Hz}$$

Hierbei wurde angenommen:

$f = 1$ MHz $\quad \Delta T = 50$ °C $\quad C_0 = 35$ pF

Da Δf aus der Differenz zwischen zwei Frequenzen f_1 und f_2 gebildet wird, wobei jede mit einem Fehler von ± 2 Hz behaftet sein kann und außerdem beim Durchdrehen des Prüflingstrommelrades sich eine Reproduzierbarkeit von ± 2 Hz ergibt, muß damit gerechnet werden, daß Δf nur auf ± 6 Hz genau bestimmt werden kann. $(\delta\Delta f)/f$ beträgt also dann $94 \pm 6/94 \approx \pm 6\%$.

Der Gesamtfehler der Meßapparatur liegt bei diesen kleinen Prüflingen nach Gl. (8) bei etwa $\pm 7\%$.

Ein größerer Fehler ergibt sich, wenn man den TK_c, wie das bei früheren Apparaturen geschieht, nach Gl. (5) berechnet.

Differenziert man diese Gleichung, so erhält man

$$\frac{\delta TK_c}{TK_c} = \frac{\delta f}{f} + \frac{\delta \Delta T}{\Delta T} + \frac{\delta C_x}{C_x} - \frac{\delta (C_0 + C_x)}{C_0 + C_x} - \frac{\delta \Delta f}{\Delta f} \quad (9)$$

Hierin kann $\delta f/f$ wieder gegenüber den anderen Fehlern vernachlässigt werden. C_0 läßt sich bedeutend genauer bestimmen als C_x. Ist $C_x \gg C_0$, so wird der Ausdruck

$$\frac{\delta C_x}{C_x} - \frac{\delta (C_0 + C_x)}{C_0 + C_x} \approx 0$$

und man erhält auch hier schließlich wieder Gl. (8). Ist jedoch C_0 gegenüber C_x nicht mehr vernachlässigbar klein, so muß dieser Ausdruck mit berücksichtigt werden. Da bei kleinem C_x

$$\left|\frac{\delta C_x}{C_x}\right| > \left|\frac{\delta (C_0 + C_x)}{C_0 + C_x}\right|$$

wird, kann man dann für Gl. (9) unter Berücksichtigung des maximalen Fehlers schreiben

$$\left|\frac{\delta TK_c}{TK_c}\right| \approx \left|\frac{\delta \Delta f}{\Delta f}\right| + \left|\frac{\delta \Delta T}{\Delta T}\right| + \left|\frac{\delta C_x}{C_x}\right| \quad (10)$$

Hier kommt also im Gegensatz zu Gl. (8) noch ein weiterer Fehler $\delta C_x/C_x$ hinzu.

Bei kleinen Prüflingen kann dieser Fehler sehr hohe Werte annehmen (z. B. $\pm 20\%$ bei einem 5-pF-Prüfling), wodurch der Gesamtfehler der Meßapparatur sehr groß wird. Im angenommenen Beispiel beträgt er $\pm 27\%$.

Ein Kondensator von 5 pF läßt sich zwar bedeutend genauer messen als $\pm 20\%$, jedoch besitzt er nach dem Einbau in die Wärmekammer durch zusätzliche Streukapazitäten eine andere Kapazität als außerhalb.

Eine Ermittlung des TK_c nach Gl. (7) ist also genauer als nach Gl. (5), weil hier die C_x-Bestimmung entfällt. Man mißt jedoch auch hier einen TK_c, der abhängig ist von der Anordnung des Prüflings in der Meßkammer. Unabhängig von der Lage des Prüflings ist jedoch der Wert ΔC. Der Verfasser schlägt deshalb vor, speziell bei kleinen Prüflingskapazitäten nicht den TK_c, sondern

$$\frac{\Delta C}{\Delta T}$$

in pF/°C anzugeben. Der Wert ist dann unabhängig davon, wie weit der Prüfling bei der Messung und auch später im Gerät von geerdeten Teilen entfernt ist, die seine Kapazität und somit über Gl. (1) auch seinen TK_c beeinflussen.

Mit der beschriebenen Apparatur läßt sich $\Delta C/\Delta T$ exakt ermitteln.

Nach Gl. (5) bestimmt man

$$TK_c = -\frac{2 \cdot \Delta f}{f \cdot \Delta T} \cdot \frac{C_0 + C_x}{C_x}$$

Nach Gl. (1) gilt

$$TK_c = \frac{\Delta C}{C_x \cdot \Delta T}$$

Durch Gleichsetzen der rechten Gleichungsseiten erhält man

$$\frac{1}{C_x} \cdot \frac{\Delta C}{\Delta T} = -\frac{2\,(C_0 + C_x)}{f \cdot C_x} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta T}$$

und nach Kürzen

$$\frac{\Delta C}{\Delta T} = -\frac{2\,(C_0 + C_x)}{f} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta T}$$

Für $(C_0 + C_x)$ wird die umgestellte Gl. (2a) eingesetzt, und man erhält

$$\frac{\Delta C}{\Delta T} = -\frac{1}{2 \cdot \pi^2 \cdot f^3 \cdot L} \cdot \frac{\Delta f}{\Delta T} \quad (11)$$

Die Messung erfolgt auch hierbei zweckmäßigerweise unter den von IEC vorgeschlagenen Bedingungen.

In Gl. (11) ist die Induktivität des Meßoszillators enthalten. Diese Induktivität läßt sich mit hoher Genauigkeit nach [5] ermitteln.

Zusammenfassung

Es wurden Richtlinien zum Bau moderner Meßeinrichtungen zur Bestimmung des Temperaturkoeffizienten angegeben. Es wurde gezeigt, daß der TK_c nach zwei verschiedenen Formeln berechnet werden kann, wobei Gl. (7) eine höhere Genauigkeit erwarten läßt. Lageänderungen des Prüflings bewirken jedoch über die sich ändernde Prüflingskapazität eine TK_c-Verschiebung. Aus diesem Grunde wird zum Schluß der Arbeit vorgeschlagen, bei kleinen Prüflingen nicht den TK_c, sondern $\Delta C/\Delta T$ anzugeben, da dieser Wert bei jeder Einbaulage des Prüflings konstant ist.

Literatur

[1] Schreck, C.: Einrichtung zur Messung des Temperaturkoeffizienten von Spulen, Kondensatoren und Schwingkreisen. FTZ (1951) H. 1 S. 30—36

[2] Herrfurth, J.: Der Temperaturkoeffizient des Kondensators und seine Kompensation, radio und fernsehen 12 (1963) H. 22 S. 684—685

[3] Peysson, J., und Ladefreoux, I.: De la mesure industrielle du coefficient de température des condensateurs a diélectrique. Annales de Radioélectricité, Paris 10 (1955) H. 42 S. 355—371

[4] Thiel, E.: Methoden und Probleme bei der Messung des Temperaturkoeffizienten von keramischen Kondensatoren. Mitteilung der Rosenthal-Isolatoren-Gesellschaft (1957) H. 26 S. 31—41

[5] Herrfurth, J.: Genaue Induktivitätsmessung. Funkamateur 8 (1959) H. 12 S. 31

Aus der Reparaturpraxis

Informationen aus dem VEB Stern-Radio Berlin

Einbauvorschlag Autosuper A 100-4 mit Lautsprechermontage auf Handschuhkasten im PKW P 60 „TRABANT"

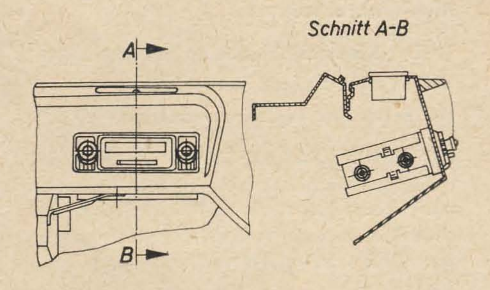


Bild 2: Einbau des Autosupers A 100-4 in PKW P 60

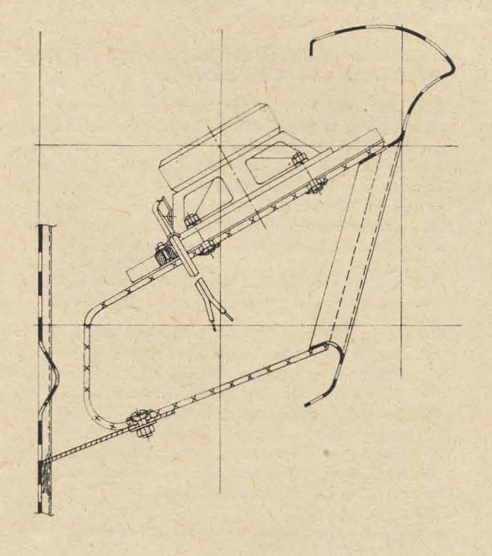


Bild 1: Lautsprechermontage auf Handschuhkasten

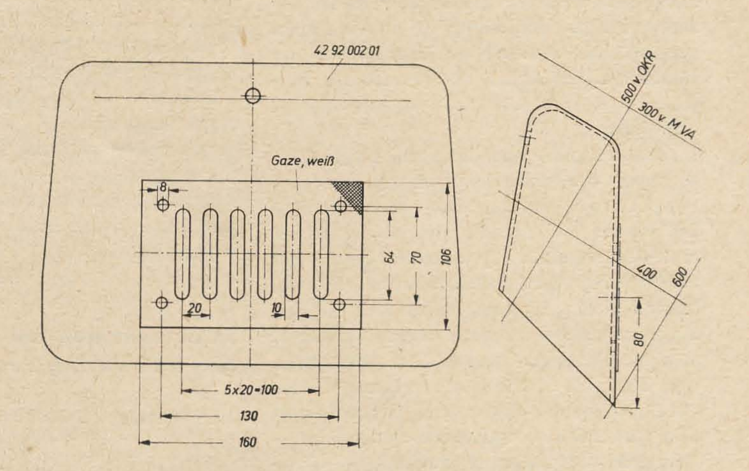


Bild 3: Maßzeichnungen für Handschuhkasten

Einbauvorschlag Auto-Portable A 110 für PKW P 50 und P 60 „TRABANT"

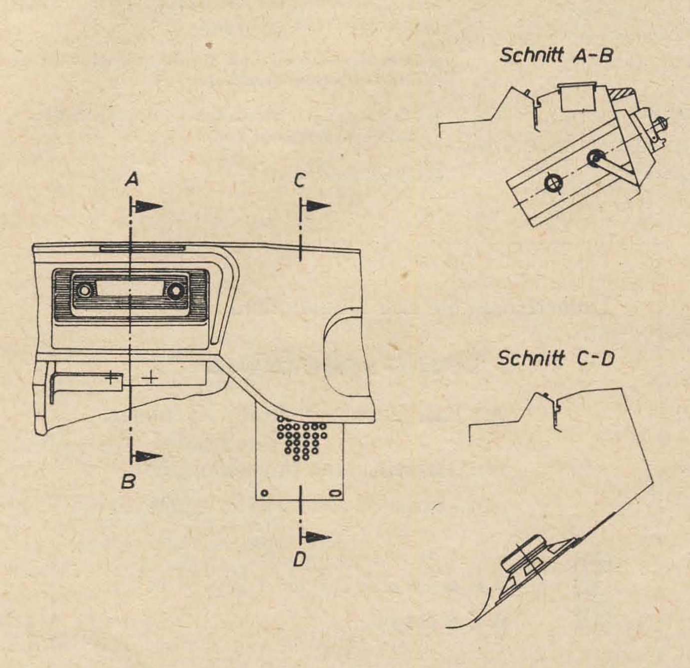


Bild 4: Einbau des Auto-Portable A 110 in PKW P 50 und P 60 „Trabant"

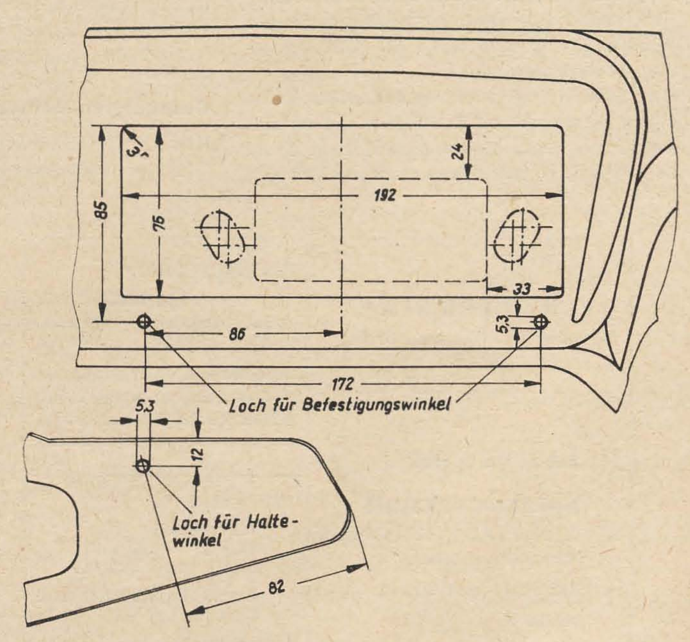


Bild 5: Ausschnitt der Instrumententafel des „Trabant"

Fachbücher

S. Stecker und H. Liebernickel:

Richtfunktechnik

Reihe „Kleine Bibliothek für Funktechniker"
VEB Verlag Technik Berlin 1964.
100 Seiten, 81 Bilder, broschiert 6,— DM.

Die Richtfunktechnik hat in der DDR bereits eine Tradition. Mehrere Richtfunknetze mit vielen Stationen sind heute in Dauerbetrieb, und neue, verbesserte Geräte werden im VEB Rafena-Werke Radeberg entwickelt.
Die Techniker dieses Fachgebietes und auch interessierte Fachleute aus benachbarten Fachgebieten haben bisher eine leicht lesbare, einfache Einleitung in dieses Gebiet vermißt. Zwei Autoren aus dem Bereich der Deutschen Post haben mit der kleinen Broschüre „Richtfunktechnik" diesen Mangel abgestellt.
Im ersten Kapitel wird die geschichtliche Entwicklung der Richtfunktechnik und ihre Perspektive beschrieben. Das zweite, den Rest des Buches bildende Kapitel ist der Richtfunk-Gerätetechnik gewidmet. Nach der Besprechung der grundsätzlichen Modulationsmöglichkeiten beschränken sich die Verfasser auf die bei uns eingesetzten Verfahren, nämlich Frequenz- und Pulsphasenmodulation. Für beide Übertragungsverfahren werden die Bausteine der eingesetzten Geräte knapp, aber genügend beschrieben. Sendeseite — Energieleitung, Antenne, Funkfeld — Empfangsseite, das ist die Reihenfolge der Darstellung. Bei der Pulsphasenmodulation kommt zu diesen bereits bekannten Elementen noch die Beschreibung der impulsgetasteten Stufen hinzu.
Im dritten Teil des zweiten Kapitels wird die Automatisierung des Richtfunkbetriebes beschrieben. Dabei spielen Probleme der Ersatzschaltungstechnik, der Fernmeß- und Fernsteuertechnik sowie der Betriebsüberwachung eine Rolle. Die Betriebszuverlässigkeit der Richtfunklinien wird durch die Automatisierung bedeutend erhöht.
Das Büchlein ist leicht lesbar, stellt keine hohen Ansprüche an den Leser und enthält das für die Praxis notwendige Wissen. Es ist im allgemeinen gut illustriert. Man hätte sich jedoch einmal ein Foto einer kompletten Station gewünscht, damit der gesamte Aufwand erkennbar wird. Neben die Prinzipskizzen der Dezimeterbauteile hätten auch einige Fotos der Baugruppen gehört, denn gerade hier bedarf die rein elektrische Schaltungsentwicklung der Ergänzung durch das konstruktive Denken.
Bei der Beschreibung der Weichen und Filter wäre eine kurze Erläuterung der Prinzipien der Mikrowellenfilter notwendig.
In jedem Falle erfüllt die kleine Broschüre ihren Zweck, Einführung in ein technisch und ökonomisch wichtiges Fachgebiet zu sein. Der VEB Verlag Technik setzt mit dieser Veröffentlichung die Reihe „Kleine Bibliothek für den Funktechniker" — im Auftrag der Deutschen Post — in ausgezeichneter Weise fort. Für den Käufer dieser Reihe wäre es wichtig zu wissen, welche Titel in der Perspektive geplant sind. Als Ergänzung dieser richtfunktechnischen Broschüre wäre beispielsweise eine Veröffentlichung über „Dezimeterwellen-Meßtechnik" oder auch über „Antennen und Ausbreitungs-Meßtechnik" empfehlenswert.
Druck und Ausstattung dieser Reihe sind gut, die Begrenzung auf einen Umfang von rund 100 Seiten je Thema ist ebenfalls lobenswert, denn damit bleibt der Preis in erträglichen Grenzen.

Hans-Joachim Fischer

Neuerscheinungen des VEB Verlag Technik

H. Kindler, H. Buchta und H. H. Wilfert

Aufgabensammlung zur Regelungstechnik

244 Seiten, 3 Beilagen, 16 Seiten Anhang, Kunstleder 22,— DM (Gemeinschaftsauflage mit R. Oldenbourg Verlag, München)

Siegfried Strecker und Horst Liebernickel

Richtfunktechnik

Kleine Bibliothek für Funktechniker
100 Seiten, 81 Bilder, kartoniert 6,— DM

Arno Borgwardt

Gasanalysen-Meßtechnik

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
76 Seiten, kartoniert 4,80 DM

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 9 (1964)

■ **Beziehungen zwischen Spalt und Spiegel bei einem Wiedergabekopf der dynamischen Magnetspeichertechnik**

Durch ein theoretisches Komplementaritätsprinzip, dessen Gültigkeit experimentell bestätigt wird, gelingt es, die Berechnung des Spiegeleinflusses von Wiedergabeköpfen auf bekannte Berechnungen des Spalteinflusses zurückzuführen. Mit einem Modell für einen Wiedergabekopf kann eine übersichtliche „Kopffunktion" angegeben werden, die Spalt- und Spiegeleinfluß berücksichtigt.

■ **Ein neuer Meßkopf zur Bestimmung von Störstellen auf dem Magnetband**

Der Differentialkopf ist ein neuer Meßkopf, der zur Messung von Magnetbandkennwerten und zur Bestimmung von Störstellen auf dem Magnetband verwendet werden kann. Neben einer Beschreibung seiner Wirkungsweise und seines Aufbaues wird der Einfluß der Kennwerte der zu messenden magnetischen Folie auf die Ausgangsspannung des Kopfes theoretisch abgeschätzt sowie erhaltene Meßwertergebnisse mitgeteilt.

■ **Die Anwendung des Doppel-T-RC-Vierpols in Magnettonverstärkern**

Untersucht wurde eine RC-Vierpolkette, deren Spannungsübersetzung die Leerlaufspannungskurven von Wiedergabe-Magnetköpfen nachbildet. Schaltet man die RC-Vierpolkette als Gegenkopplungszweig in Röhren- oder Transistorschaltungen, so lassen sich Frequenzgänge von Wiedergabe-Magnetköpfen entzerren. Es wurde darauf hingewiesen, daß der RC-Vierpol ebenfalls dazu geeignet ist, bandabhängige Verluste schon bei der Aufzeichnung auszugleichen.

■ **Ein Dreieckgenerator für tiefe Frequenzen**

■ **Die Bestimmung hochohmiger Vierpolkoeffizienten im Höchstfrequenzgebiet mit Hilfe der komplexen Knotenbreite**

■ **Zur Symmetrie eines frequenzmodulierten Spektrums**

■ **Atomare Frequenznormale und ihre Verwirklichung**

Bedeutung und allgemeine physikalische Grundlagen der Atomfrequenznormale werden geschildert. Nach kurzer Darstellung der verschiedenen Verfahren folgt eine vergleichende Betrachtung.

■ **Zur Herstellung und Konstanz von Chromnickel-Schichtwiderständen**

■ **Ein neuartiges UV-Meßgerät nach dem Filter-Differenzverfahren, Teil II**

■ **Filterkatalog Blatt 6**

VEB VERLAG TECHNIK
BERLIN C 2

Dr.-Ing. Reinhold Paul

Transistoren

Physikalische Grundlagen
und
Eigenschaften

Etwa 460 Seiten, 223 Bilder
20 Tafeln, Kunstleder mit
Schutzumschlag etwa 35,— DM
Erscheint Mitte Oktober
Bestellungen nehmen bereits jetzt alle
Buchhandlungen entgegen

Der Transistor hat in den vergangenen Jahren einen festen Platz nicht nur in der Schwachstromtechnik, sondern in der gesamten Elektrotechnik gefunden. Er ist darüber hinaus zum Keim einer neuen Technik – der Mikroelektronik – geworden.
Die Entwicklung des Transistors ist eine Gemeinschaftsarbeit von Physikern und Chemikern. Die Anwendung jedoch liegt in erster Linie in den Händen der Elektroingenieure. Dadurch besteht die Gefahr, daß jede Gruppe nur das für sie Spezifische des Transistors sieht.
Neue, gute und rationelle Schaltungsentwicklungen jedoch erfordern vom Anwender gründliche Kenntnisse der Transistoreigenschaften; vom Physiker und Chemiker Berücksichtigung bestimmter Prinzipien der Schaltungsentwicklung.
Der Autor – Hochschullehrer und leitender Mitarbeiter in einem Halbleiterwerk der DDR – schrieb das Werk für Entwickler, und da es den elektrischen Eigenschaften des Bauelements in betonter Weise Rechnung trägt, besonders für den Anwender von Transistoren. Darüber hinaus gewinnt das Buch durch seinen methodischen Aufbau besonderen Wert für Studenten dieser Fachrichtungen.
Die ersten Kapitel haben den pn-Übergang als Grundbestandteil des Transistor zum Inhalt. Ein Übersichtsabschnitt orientiert über die Vielfalt der Herstellungsverfahren und die sich daraus ergebenden Bezeichnungsweisen moderner Transistoren (z. B. Mesa-, Epitaxial-, Planartransistoren).
Das Schwergewicht liegt auf der Darstellung der elektrischen Transistoreigenschaften, die z. B. in Form von Kennwerten für die Schaltungsauslegung von Bedeutung sind. Hierunter fallen Kennlinienfelder und deren Grenzbereiche, die Vierpolbetrachtungen bei tiefen und hohen Frequenzen in besonderer für die praktische Anwendung zugeschnittener Form. Die Fülle der Ersatzschaltungen hat der Autor nach einheitlichen Gesichtspunkten geordnet. Auch die Besonderheiten des Impuls- und Schalterbetriebs, das Rauschen und die thermischen Probleme werden in getrennten Abschnitten ausführlich behandelt. Thermische Stabilität und Stabilisierung werden besonders eingehend erläutert, da sie wichtige Dimensionierungsgesichtspunkte sind.
Neben dem durch viele Untersuchungen gefestigten Stoff kommen neue und höchst aktuelle Themen zur Sprache. Es gibt z. Z. kein Werk, das so umfassend und richtungweisend das Gebiet der Transistoren behandelt.
Allein 960 Literaturstellen – sie enthalten die gesamte Literatur in französischer, englischer, polnischer, russischer und deutscher Sprache auf dem Gebiet der Transistortechnik bis Ende 1963 – sind Wegweiser zu weiterem Studium. Die mit aufgenommenen englischen Fachtermini erleichtern die Lektüre des angelsächsischen Schrifttums.

33103